SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

11

L. 1000

NOVEMBRE 76 RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTÀ E RADIOCOMUNICAZIONI

in questo numero:

NUOVO CORSO PRATICO DI TELEVISIONE A COLORI

1° Inserto speciale

- TELECOMANDO A ULTRASUONI
- INTERVISTA ESCLUSIVA CON PETER CARL GOLDMARK
- PONTE DI MISURA PER RESISTENZE

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

musica più musica

Super HI-FI

front vertical cassette Loading System

TC-204SD

TC-186SD

TC-209SD

Caratteristiche tecniche:	TC-186 SD	TC-204 SD	TC-209 SD
Sistema di registrazione:	4 piste - 2 canali stereo	4 piste - 2 canali stereo	4 piste - 2 canali stereo
Velocità di trascinam. del nastro:	4,8 cm/s	4,8 cm/s	4,8 cm/s
Wow e Flutter:	0,1% (NAB) ± 0,2% (DIN)	0,09% (NAB) ± 0,2% (DIN)	0,07% (NAB) ± 0,18% (DIN)
Distorsione armonica:	2%	1,7%	1,7%
Risposta di frequenza con cass. Fe-Cr e CrO2:	20÷14000 Hz (NAB) 40÷12000 Hz (DIN)	20÷16000 Hz (NAB) 40÷15000 Hz (DIN)	20÷18000 Hz (NAB) 30÷16000 Hz (DIN)
con cass. standard:	20÷12000 Hz (NAB) 40÷10000 Hz (DIN)	20÷14000 Hz (NAB) 40÷12000 Hz (DIN)	20÷15000 Hz (NAB) 30÷13000 Hz (DIN)
Alimentazione:	110÷240 Vc.a. 50/60 Hz	110÷240 Vc.a. 50/60 Hz	110÷240 Vc.a. 50/60 Hz
Dimensioni:	430 x 160x x325	430 x 160 x 325	430 x 170 x 325

RICHIEDETE I PRODOTTI SONY AI MIGLIORI RIVENDITORI

Oggi devi rinunciare a molte cose...

Non sacrificare il tuo interesse professionale.

ABBONATI!

NATA CON L'ELETTRONICA

Editore: J.C.E

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI — Novembre 1976

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

INSERZIONISTI:

SELEZIONE RADIO - TV

Rivista mensile di tecnica elettronica, alta fedeltà e radiocomunicazioni

Editore: J.C.E.
Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI
Direttore tecnico
PIERO SOATI
Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA
Vice capo redattore
ROBERTO SANTINI
Redazione
GIANNI DE TOMASI
MASSIMO PALTRINIERI
IVANA MENEGARDO
FRANCESCA DI FIORE
Grafica e impaginazione
MARCELLO LONGHINI
DINO BORTOLOSSI
Laboratorio
ANGELO CATTANEO
Contabilità
FRANCO MANCINI
MARIELLA LUCIANO
Diffusione e abbonamenti
M. GRAZIA SEBASTIANI
PATRIZIA GHIONI
Pubblicità
Concessionario per l'Italia e l'Estero
REINA & C. S.r.l. - P.zza Borromeo, 10
20121 MILANO - Tel. (02) 803.101
Collaboratori
Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Federico Cancarini
Ludovico Cascianini - Mauro Ceri
Giuseppe Contardi
Italo Mason - Aldo Prizzi
Arturo Recla - Gloriano Rossi
Domenico Serafini - Franco Simonini
Edoardo Tonazzi - Lucio Visintini
Direzione, Redazione:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641
Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17-11-73
Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della rivista L. 1.000
Numero arretrato L. 2.000
Abbonamento annuo L. 10.800
Per l'Estero L. 15.000
I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

ED ORA... IL PIÙ ECCITANTE PRODOTTO DELLA SINCLAIR

L'OROLOGIO NERO

* **pratico** – facilmente costruibile in una serata, grazie al suo semplice montaggio.
* **completo** – con cinturino e batterie.
* **garantito** – un orologio montato in modo corretto.

Non appena si inseriscono le batterie, l'orologio entra in funzione. Per un orologio montato è assicurata la precisione entro il limite di un secondo al giorno; ma montandolo voi stessi, con la regolazione del trimmer, potete ottenere la precisione con l'errore di un secondo alla settimana.

L'OROLOGIO NERO della SINCLAIR è unico. Regolato da un cristallo di quarzo... Alimentato da due batterie... Ha i LED di colore rosso chiaro per indicare le ore e i minuti, i minuti e i secondi, la data.
Nessuna manopola, nessun pulsante, nessun flash.
Anche in scatola di montaggio l'orologio nero è unico.
È razionale avendo la Sinclair ridotto i componenti separati a 4 (quattro) soltanto.
È semplice: chiunque sia in grado di usare un saldatore può montare un orologio nero senza difficoltà.

Tra l'apertura della scatola di montaggio e lo sfoggio dell'orologio intercorrono appena un paio d'ore.

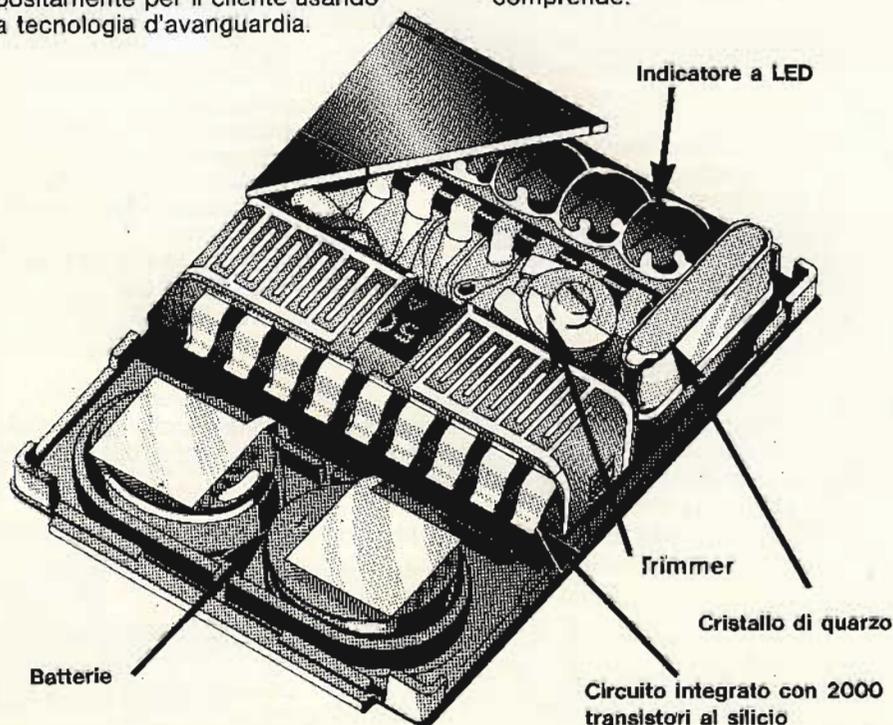
L'OROLOGIO NERO CHE UTILIZZA UNO SPECIALE CIRCUITO INTEGRATO STUDIATO DALLA SINCLAIR

Il chip
Il cuore dell'orologio nero è un unico circuito integrato progettato dalla SINCLAIR e costruito appositamente per il cliente usando una tecnologia d'avanguardia.

Questo chip al silicio misura solo 3 mm x 3 mm e contiene oltre 2.000 transistori. Il circuito comprende:

a - oscillatori di riferimento
b - divisore degli impulsi
c - circuiti decodificatori
d - circuiti di bloccaggio del display
e - circuiti pilota del display

Il chip è progettato e fabbricato integralmente in Inghilterra ed è concepito per incorporare tutti i collegamenti.

Come funziona
Un quarzo pilota una catena di 15 divisori binari che riducono la frequenza da 32.768 Hz a 1 Hz. Questo segnale perfetto viene quindi diviso in unità di secondi, minuti ed ore e, volendo, queste informazioni possono essere messe in evidenza per mezzo dei decoder e dei piloti sul display.

in vendita presso le sedi G. B. C.

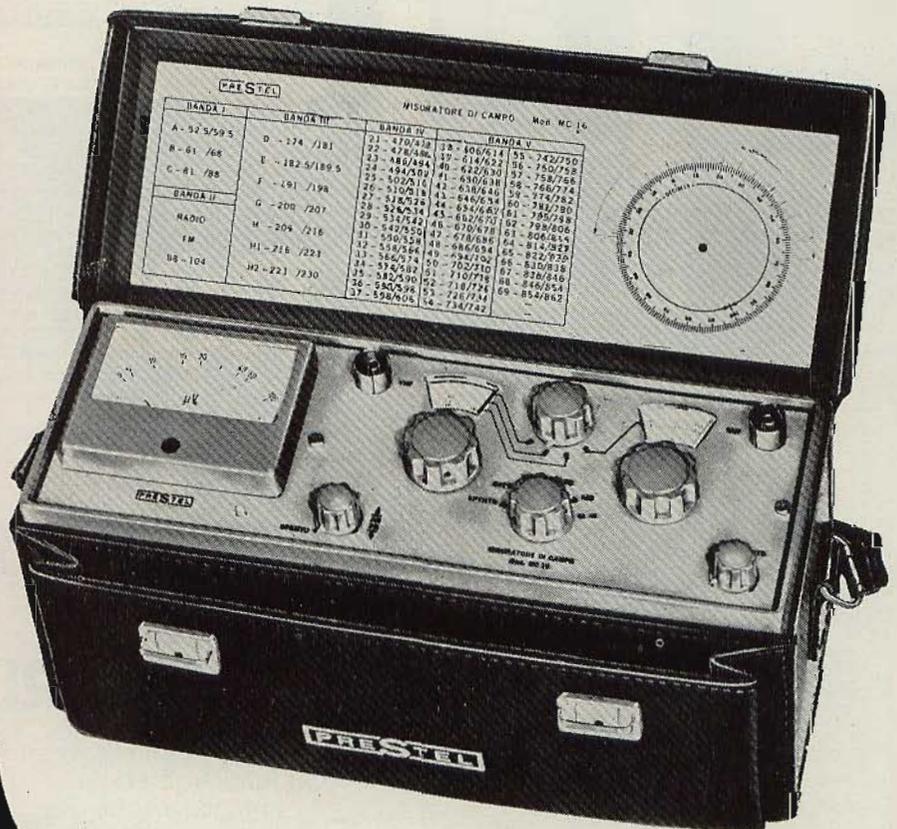
ZA/3400-00 Montato - 3 Funzioni L. 29.5
ZA/3410-00 Montato - 4 Funzioni L. 39.5
SM/7001-00 KIT - 4 Funzioni L. 35.9

PRESTEL

IL MISURATORE DI CAMPO PER IL TECNICO PIU' ESIGENTE

tipo mc 16

CARATTERISTICHE TECNICHE

● Gamme di frequenza: N. 3 in VHF: 40 ÷ 60; 60 ÷ 110; 110 ÷ 230 MHz - N. 1 in UHF: 470 ÷ 900 MHz ● Sintonia UHF-VHF separate e continue con riduzione-demoltiplica (a comando unico) ● Frequenza intermedia: 35 MHz ● Transistori: N. 16 - Diodi: N. 7 ● Sensibilità UHF-VHF: 2,5 μV ● Campo di misura - in 4 portate - tra 2,5 μV e 100 mV - 1 V fondo scala, con attenuatore supplementare 20 dB ● N. 2 ingressi coassiali asimmetrici: 75 Ω UHF-VHF ● Precisione di misura: ± 6 dB; ± 2 μV in UHF; ±3 dB; ±2 μV in VHF ● Alimentazione con 8 pile da 1,5 V ● Tensione stabilizzata con Diodo Zener ● Altoparlante incorporato ● Rivelatore commutabile FM-AM ● Controllo carica batteria ● Adattatore impedenza UHF-VHF 300 Ω ● Dimensioni: mm 290x100x150 ● Peso: kg 3,800.

codice GBC TS/3145-00

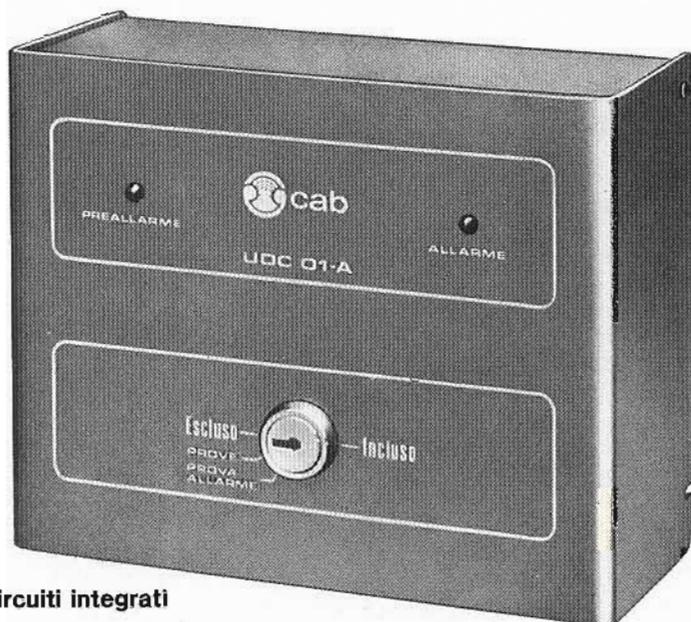
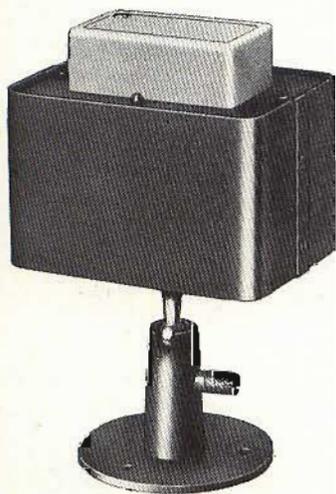
PRESTEL

C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

LA SICUREZZA, in un antifurto

Rivelatore a microonde

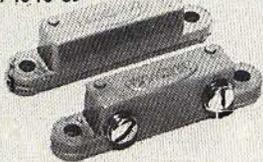
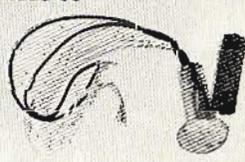
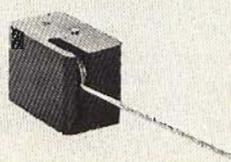
- Rivelatore a microonde con media portata e fascio largo: 15 metri e 150°.
- Frequenza di lavoro: 10,525 GHz
- Filtro incorporato per eliminare le interferenze dovute a lampade al neon
- Regolazione della sensibilità a controllo visivo
- Regolazione del ritardo di intervento legato alla effettiva permanenza del segnale di allarme tramite conteggio di impulsi.
- Alimentazione a 12 Vc.c. ottenibile per mezzo del centralino o alimentazione esterna.
- Consumo: 150 mA circa
- Supporto a snodo omnidirezionale
- Dimensioni: 100x73x85 mm
- Il rivelatore a microonde è disponibile anche nella versione da incasso.

ZA/0479-18

Centralino a circuiti integrati

- Consente la realizzazione di impianti con un numero illimitato di contatti e con un radar
- Ingressi separati per allarme ritardato e per allarme istantaneo.
- I contatti a vibrazione possono essere collegati senza alcun circuito adattatore.
- Commutatore a chiave per l'inserzione, la disinserzione e la prova. La prova avviene con l'esclusione automatica delle segnalazioni sonore.
- Il centralino è predisposto per il collegamento di una chiave elettronica o elettromeccanica esterna per comandare l'eliminazione o il ripristino del ritardo all'ingresso.
- Ritardo dell'intervento di 60 sec. all'uscita dai locali protetti e regolabile da 1 a 60 sec. per il rientro.
- Temporizzazione dell'allarme di circa 5 minuti, con possibilità di predisporre l'allarme continuo nel caso di apertura permanente dei contatti
- Relè di allarme con predisposizione per il contatto in chiusura o in apertura, portata 5 A
- Il consumo del centralino in caso di caduta di rete è di 10mA
- Il centralino può caricare automaticamente e alloggiare all'interno una batteria da 12V 0,9 A
- Alimentazione stabilizzata con un circuito integrato e autoprotetta con portata di 1A di picco e 0,5A continui.

ZA/0479-10

ACCESSORI CONSIGLIATI

Contatto magnetico REED normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete.
GR/4946-00

Contatto magnetico REED, da incasso, normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete.
GR/4955-00

Contatto a leva normalmente chiuso. Per la protezione di tapparelle e saracinesche.
GR/4974-00

Contatto a molla normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Costruito in faesite.
GR/4967-00

Contatto a vibrazione normalmente chiuso. Per la protezione di pareti, soffitti e vetrate.
GR/4961-00

Contatto magnetico normalmente chiuso. Per la protezione di porte e finestre. Completo di magnete.
GR/4950-00

Minisirena elettromeccanica costruita in acciaio e alluminio.
Potenza: 15W
Resa acustica: 90 dB
Dimensioni: ø 67x70
AC/5200-00

Sirena elettromeccanica ad alta potenza costruita in acciaio e alluminio
Potenza: 60 W
Resa acustica: 110 dB
Alimentazione: 12 Vc.c.
Dimensioni: ø 105x125
AC/5210-00

In vendita presso le sedi G.B.C.

Costruiamo un sintetizzatore elettronico

STEREO-MIXER

undicesima parte di Federico CANCARINI

Eccovi un modulo che vi sarà, d'ora in poi, indispensabile: il mixer. Anzi, vi diciamo che il «Synthesit» — cioè l'esperto del Sintetizzatore — sembra non avere mai abbastanza mixer per il suo lavoro. Quando l'esperienza con il suo strumento diventa sempre maggiore, ecco che il mixer dà all'operatore la possibilità di creare suoni sottilissimi e assai sofisticati. Difatti, più sono le fonti audio manipolate e «mixate», più i suoni prodotti sembrano naturali.

Tale mixer permette di miscelare un programma di quattro segnali audio con la possibilità di regolazioni su ogni singolo canale. I potenziometri di deviazione («pan-pots») permettono di smistare i segnali su un canale o su un altro, in una proporzione che va da 0 a 100%. Il controllo principale di volume «Master Gain», situato su ciascuna uscita, permette di annullare un canale rispetto all'altro, (o tutti e due); mantenendo costante la miscelazione effettuata sugli ingressi.

Eccovi comunque di seguito le note tecniche più salienti. Il mixer lo si alimenta con + 9 V (4 mA) e −9 V (4 mA).

L'impedenza di entrata è di 10 kΩ, mentre quella di uscita è inferiore ai 100 Ω. Il responso in frequenza va da 5 a 20.000 Hz (con guadagno di 3 dB e 10 kΩ di carico), mentre il guadagno massimo è di 6 dB. Il segnale accettabile alle entrate input, per singolo canale e a guadagno unitario, è di 9 V picco-picco ± 10%. La diafonia inter-canale è di −60 dB.

LO SCHEMA ELETTRICO

Come cuore del mixer ci sono due integrati (vedi fig. 1): sono due amplificatori operazionali, IC1 e IC2, del tipo LM 748 (μA 748). La configurazione interna di tali amplificatori è progettata in modo che possano amplificare la differenza fra le tensioni presenti alle due entrate + e, in modo da portarle allo stesso potenziale tramite una resistenza di controreazione, che fissa conseguentemente il guadagno del circuito. Il tutto, quindi, può venire impiegato ottimamente come sommatore, come mostrato in fig. 2.

Si osservi che, a causa della controreazione sull'entrata invertente dell'operazionale, tale piedino è virtualmente a massa (cioè viene portato al medesimo potenziale della entrata non invertente). Non essendoci variazioni di tensioni al piedino 2, ecco quindi che non ci possono essere interazioni fra i segnali e_1 ed e_2.

Abbiamo detto che il guadagno, di tale configurazione, è inversamente proporzionale al % di segnali d'uscita prelevate da Rf sul piedino 6 ed applicate sul piedino 2. Il «master gain» regola con R43 e R44 (vedi schema), l'aumento di guadagno attenuando semplicemente la quantità di segnale che ritorna a reazionare l'entrata sul piedino 2. Ora è necessario spiegare il funzionamento dei potenziometri di smistamento (pan-pot).

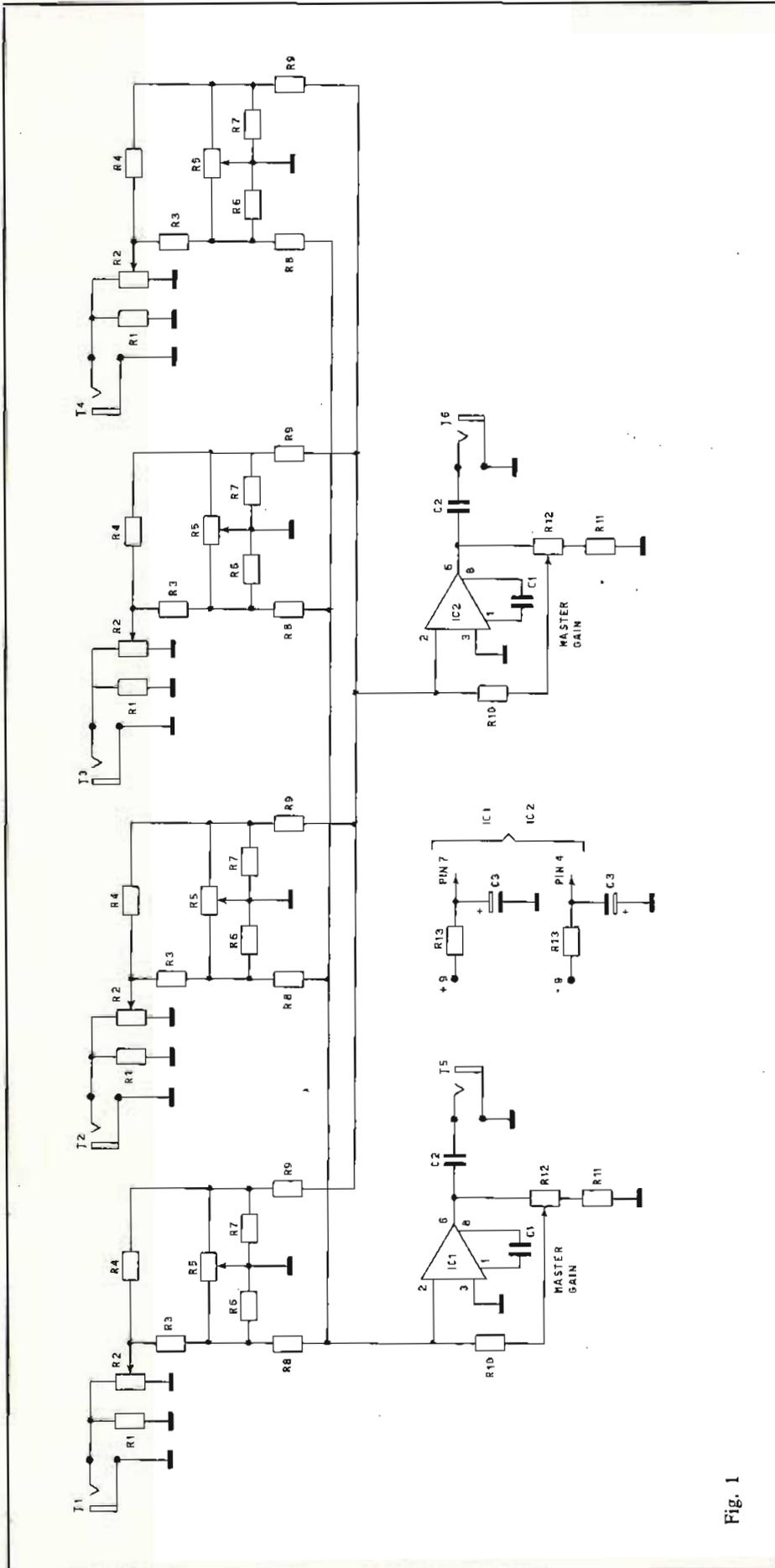



Fig. 1

Come si vede in fig. 2, lo schema (a) ci dà una versione molto semplicistica di pan-pot. L'uso è assai semplice, e si vede che quando il contatto strisciante del potenziometro è posto a metà su Rc, Ra e la metà superiore di Rc formano un partitore equivalente a quello formato da Rb e dall'altra metà di Rc. Solo così si ha un uguale volume su ogni canale di ciascun segnale. L'attenuazione che consegue all'uso del partitore viene compensata dall'amplificatore operata da IC1 e IC2. Più il contatto strisciante si sposta verso l'estremità superiore di Rc, più decresce il segnale presente sul canale sinistro: questo finché il contatto non raggiunge l'estremità di Rc, punto a cui corrisponde la completa eliminazione del segnale sul canale sinistro, in coincidenza con la massima ampiezza del segnale sull'altro canale: difatti così il partitore Rb + Rc presenta, nel suo punto di giunzione A la massima resistenza verso massa: meno segnale viene eliminato. Ecco quindi che la rete di fig. 3 (a) produce un responso, fra tensione e posizione del pan-pot, simile a quello mostrato in fig. 3 (b) dove si osserva come, ruotando il pan-pot l'attenuazione che si ha su di un canale è esattamente identica in valore assoluto alla amplificazione che subisce l'altro segnale. Ciò porta, però, a grossi svantaggi quando si passa al piano pratico: infatti quando il pan-pot sarà a metà corsa il volume delle due uscite del mixer non sarà mai identico al volume della singola uscita con il pan-pot completamente ruotato da una parte.

Idealmente si deve invece avere un volume «apparente» più o meno costante, e indipendente dalla posizione di contatto del pan-pot.

Il problema è presto risolto usando due resistori (tapering resistors) che sono posti in modo che ciascuno colleghi i punti A e B a massa come da fig. 4 (a).

In pratica R1 e R2 sono poste in parallelo alle corrispondenti sezioni di Rc scelte dal contatto strisciante. Con questa modifica in pratica si produce il responso di fig. 4/b, da cui si nota come l'ampiezza dell'uscita su ogni canale sia molto vicina all'ampiezza nel punto di incrocio, per il pan-pot ruotato tutto in un senso. Quindi si ha ancora una completa attenuazione di un canale, ma una relativamente debole amplificazione dell'altro segnale.

MESSA A PUNTO, PROVE

Ricordiamo ancora che, prima di incominciare le prove, vi conviene pulire energicamente il fondo del circuito stampato con una spazzola di ferro, per eliminare ponti di stagno o falsi contatti tra pista e pista. Rivedete tutte le saldature ed eventualmente ripassatele. Controllate poi la polarità degli elettrolitici ed anche tutte le schermature dei collegamenti, ricordandovi di fissare, possibilmente, un unico punto caldo ove far convergere tutte le calze di rame, evitando in assoluto giri di massa.

Adesso potete applicare la tensione al circuito. Se potete disporre di un amplificatore stereofonico, usate cavo doppio, ma schermato, che connetta le due uscite destra e sinistra del mixer ai due corrispondenti canali dello stereo. Se invece potete disporre soltanto di un amplificatore monofonico, la medesima procedura può essere seguita, ma sarà necessario collegare e scollegare di volta in volta le uscite del mixer passando dall'una all'altra.

Ora prendete un segnale audio che abbia un ampiezza piccola compresa fra 0,1 e 1 V ed applicatelo all'entrata 1 (jack J1) del mixer. Ottimamente vi può servire l'onda triangolare del VCO. Ricordatevi, usando come fonte audio altro che il VCO, di connettere sempre le masse dei due circuiti.

Nota: Il fondo del circuito stampato, durante le prove, può captare ronzio a 50 Hz proveniente dalla rete, che però DEVE scomparire una volta inserito il modulo in un contenitore. Per potere, comunque, effettuare delle prove indisturbati, vi converrà frapporre fra piano di lavoro e circuito un foglio di alluminio collegato alla massa del circuito, separandolo però da quest'ultimo con un foglio di materiale isolante come potete vedere in fig. 7.

Ora ponete il controllo di livello del canale 1 al massimo (cioè con il p.to A collegato direttamente all'entrata del jack J1). Siano posti alla minima attenuazione i controlli di volume di entrambi i canali destro e sinistro (i master gain). Ora potete ruotare il pan-pot del canale 1 completamente a destra, poi completamente a sinistra, ed osservare che il suono che esce dagli altoparlanti «segue» tale rotazione dandovi l'impressione di «viaggiare» dal canale destro al canale sinistro e viceversa. Con il «pan-pot» ruotato in modo che tutto il segnale sia deviato sul canale sinistro, ruotate il potenziometro del volume principale «Master Gain» di tale canale, in modo da attenuare sempre più il segnale: osservate che ciò accada con continuità, fino al punto in cui il segnale in uscita diviene debolissimo. (NOTA: tali comandi di volume sono stati progettati in modo tale da NON eliminare mai completamente il segnale sul canale). Ripetete tale procedura per l'altro canale, dove si debbono ottenere i medesimi risultati.

Ancora una volta ponete il potenziometro pan-pot a metà esatta della sua corsa (nota: i potenziometri pan-pot devono essere possibilmente lineari): si pongano invece i controlli Master Gain per la minima attenuazione. Ruotando ora il potenziometro «level» dal canale 1, a cui avete applicato il segnale, dovrete notare come detto che il segnale decresca con continuità, fino a SPEGNERSI, in entrambi i canali dell'amplificatore. Ripetete poi tutte le precedenti procedure per le altre entrate mixer.

Fig. 2

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	10	kΩ
R2	=	500	kΩ potenz. volume
R3-R4-R8-R9	=	470	kΩ
R6-R7	=	220	kΩ
R5	=	500	kΩ potenz. volume
R10-R11	=	150	kΩ
R12	=	5	kΩ potenz. master gain
R13	=	470	Ω
C1	=	15	pF
C2	=	2,2	μF elett. 6 V
C3	=	100	μF elett. 16 V
IC1-IC2	=	μA 748	
J1-J2-J3-J4-J5-J6	=	prese	

USO DEL MIXER

Come del resto dice il nome, un mixer viene adoperato per miscelare fra loro diversi segnali, in modo tale che l'uscita contenga informazioni presenti unicamente alle singole entrate,

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

senza altro aggiungere segnali spuri o distorsioni armoniche. Ma, come abbiamo potuto appurare provandolo, il mixer è anche un valido mezzo per potere «dirigere» i segnali là dove noi vogliamo, permettendo così all'operatore di giungere a costruire certi suoni scegliendo **solo** le informazioni di partenza che vuole. Tale mixer ha i seguenti controlli esterni:

ENTRATE 1, 2, 3 e 4

I jack da J1 a J4, sono quattro entrate monofoniche con impedenza d'ingresso pari a 10 kΩ. Queste entrate **non** sono disaccopiate ed i segnali in ingresso non devono avere componenti continue significative. Per i collegamenti col resto del circuito non ci sono problemi in quanto già tutti gli altri moduli del sintetizzatore sono disaccoppiati in uscita.

CONTROLLI DI LIVELLO

A ciascuna entrata è associato un potenziometro che regola la percentuale del segnale che arriva al resto del circuito. Con uno di questi controlli al minimo la corrispondente entrata è praticamente cortocircuitata a massa ed i segnali che vi si immettono non compariranno in uscita. Si montino R35, R37, R39 e R41 in modo che, ruotando tali potenziometri in senso orario, si abbia una diminuzione progressiva dell'attenuazione.

PAN-POT

I potenziometri R36, R38, R40 e R42, uno per ogni entrata, permettono di dirigere i segnali, presenti alle rispettive entrate, o verso il canale destro o verso il canale sinistro, o di suddividerli proporzionalmente fra i due canali. Tali potenziometri funzionano ottimamente se sono lineari, perché così saprete che quando sono a metà esatta della rotazione il segnale della corrispondente entrata si ripartisce equamente fra canale destro e canale sinistro. Si dispongano in modo che, ruotandoli in senso orario il segnale si trasferisca sempre più sul canale destro e viceversa. Per questo si è detto nelle spiegazioni tecniche sul circuito, l'attenuazione sul canale **non** corrisponde ad una uguale amplificazione dell'altro (sempre rispetto al punto di incrocio, cioè per i pan-pot a metà corsa): basterà dire a tale proposito che, mentre un canale viene attenuato di 60 dB, l'altro non viene amplificato che di 1 dB. Sono così evitate spiacevoli variazioni di volume mentre si dirige il segnale da un canale all'altro.

MASTER GAIN

I potenziometri R43 e R44 servono a regolare i guadagni delle rispettive uscite destra e sinistra. Il loro campo d'azione è di 30 dB e sono stati calcolati in modo che al massimo della attenuazione, il rispettivo canale non sia cancellato completamente.

OUTPUT

I jack J5 e J6 sono uscite a bassa impedenza, disaccoppiate capacitivamente.

Chiunque si metta ad adoperare questo mixer ha già, speriamo, potuto comprendere ciò che ha per le mani, intuendo — per ora — le vaste possibilità che gli si presenteranno d'ora in poi nella manipolazione dei suoni. Basta dire che i mixer sono il succo della vita per chi lavora in sale di incisione, o prepara colonne sonore, ecc., offrendo agli operatori la possibilità di miscelare il sottofondo musicale con il commento orale, o permettendo di sovrapporre a tutto questo effetti giusti al momento giusto. I mixer più sofisticati, atti a tali scopi, hanno già inclusi reti regolabili per l'equalizzazione, unitamente ad apparati eco od ai famosi pulsanti di «Que» che permettono all'operatore

Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8

l'ascolto istantaneo di ciò che è presente ad un dato canale. Tutte queste cose sono molto interessanti, ma aggiungono complessità ai circuiti, nonchè ne aumentano il costo. Chi usa il sint, invece, è un piano differente: il mixer per il «Synthesit» è in pratica un altro modulo per «processare» il segnale, e la sua versatilità dipende dalla fantasia, non dall'abilità dell'operatore. Per istruirvi, dandovi le basi, vi forniamo alcuni esempi.

DIREZIONAMENTO (PANNING)

Una delle ricercatezze usate dai famosi gruppi pop è fare certi pezzi mixati in modo che i vari strumenti sembrino «scattare» fuori di quà e di là, da un canale all'altro soprattutto durante lancinanti assoli di Moog-organo, chitarra, ma soprattutto di batteria. Con questa tecnica lo strumentista sembra «camminare» dal canale destro a quello «sinistro» e viceversa, o ci può dare l'impressione di stare suonando due strumenti contemporaneamente, se, per esempio, il suono (lo stesso segnale) di un canale viene filtrato e l'altro no. Come vi spiegheremo fra poco, ciò può venir fatto anche con un sint disposto a produrre due voci completamente differenti. Soprattutto sintetizzare tamburi o percussioni, si rivela efficace se si può disporre di un «pan-pot» nel caso di una batteria vera l'identico effetto si ottiene amplificando tamburo per tamburo, soprattutto i muti: grazie ad un buon mixaggio è così possibile sentire le rullate del batterista ampliate su tutto il palcoscenico, come se fosse una fila interminabile di percussioni. Con il sint., invece, provate a sintetizzare woodblock percussions o un rullante e girate il pan-pot lentamente da sinistra a destra: con il collegamento stereo addirittura quadrifonico. Per osservare bene la funzionalità del pan-pot vi conviene osservare la figura 8.

In pratica dovete connettere l'uscita del VCA nel canale 1 del Mixer, regolando il controllo «level» di detto canale per la minima attenuazione, e ponendo i controlli Master Gain dei due canali Ds e Sn per il massimo volume in uscita. Come siano l'oscillatore, i filtri, il generatore di funzione o altri parametri, qui non ha importanza, fate le regolazioni opportune a vostro piacimento. Ora potrete suonare con una mano, mentre con l'altra ruotare il rispettivo «pan-pot»; potrete sentire così il suono crescere in un canale e morire nell'altro, «viaggiando» nella stanza. Due amplificatori qui sarebbero l'optimum, ma va molto bene anche lo stereo.

MISSAGGIO DI PIU' SEGNALI

Famosi gruppi pop, noti per i loro pezzi curati al millimetro, nei quali risaltano eccezionali voci sintetizzate, (vedi PFM, Banco, Area fra quelli italiani), raramente usano un unica onda di un unico oscillatore per creare i suoni. Certamente le varie onde prodotte da un singolo oscillatore possono essere miscelate fra loro in modo da produrre composizioni interessanti, ma il mixaggio delle due uscite

Fig. 9

di DUE differenti oscillatori produce suoni molto più sofisticati e naturali di quelli risultanti dal mixaggio di onde prodotte da uno stesso VCO. Ciò deriva dal fatto che due diversi oscillatori, per quanto accordati perfettamente l'uno rispetto all'altro, non saranno mai identici, e le piccole irregolarità nella frequenza emessa, come pure le differenze di fase, sono le caratteristiche che conferiscono ai suoni prodotti una naturalezza ed un «corpo» indescrivibile. Queste differenze infatti producono spesso e volentieri variazioni nella timbrica totale, che danno luogo ad inaspettati effetti di «phasing» o di «Leslie» che non si sarebbero mai raggiunti partendo da un solo oscillatore (ci sono VCO sofisticatissimi che possono essere «incatenati» l'uno con l'altro per mezzo di impulsi di sincronizzazione — «synch oscillators» — ma qui è inutile parlarne).

La figura 9 vi mostra, a titolo esemplificativo, un suono molto ricercato da molti esecutori, che viene descritto come «berserk elettronic trumpet». La sua caratteristica principale è quella di usare come bassi le uscite di due diversi VCO. L'ADSR è regolato per Attack e Decay relativamente veloci, un sustain di 3/4 del suo valore massimo, un release non eccessivamente lungo. L'AR controlla il VCA ed è regolato per dare un attack ed un release non troppo veloci. Notate in particolare come in tale connessione si usino i canali 1 e 2 del mixer e che i pan-pot relativi devono essere girati identicamente tutti da una parte, cosicchè usando per esempio, il canale sinistro, nulla appare nel canale destro, il che in pratica, lascia 1/2 mixer libero per essere sfruttato come mixer indipendente.

«SUB-INCAVETTAMENTO» (SUBPATCMING)

Mentre un sintetizzatore modulare è senz'altro enormemente più versatile di un modello con controlli normalizzati, spesso e volentieri il fatto di dover ricorrere a complicati giri di cavi e fili complica l'uso di un sint. modulare nella rappresentazione dal vivo, durante le quali l'operatore non ha tempo materiale per cambiare la disposizione dei cavi. In realtà non c'è alcun modo per evitare queste complicazioni, però l'ostacolo si può ottimamente aggirare facendo in modo di disporre di più voci dal mixer (o di più mixer); voci che programmate in partenza, si potranno poi recupe-

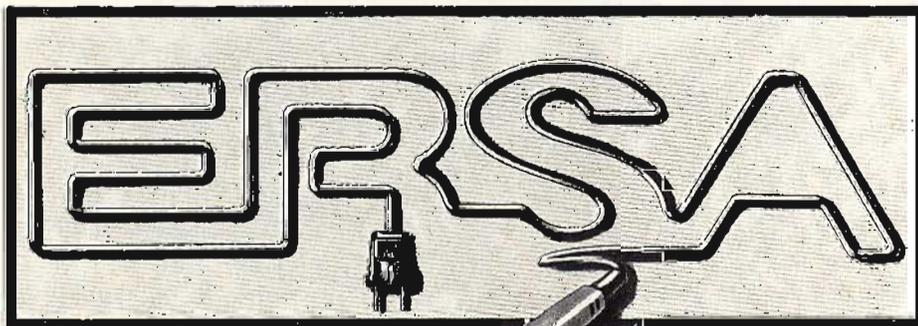
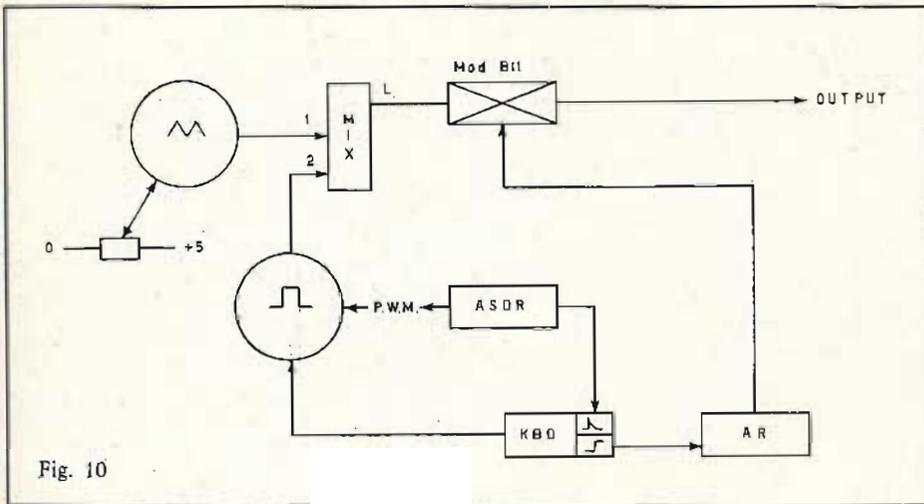



Fig. 10

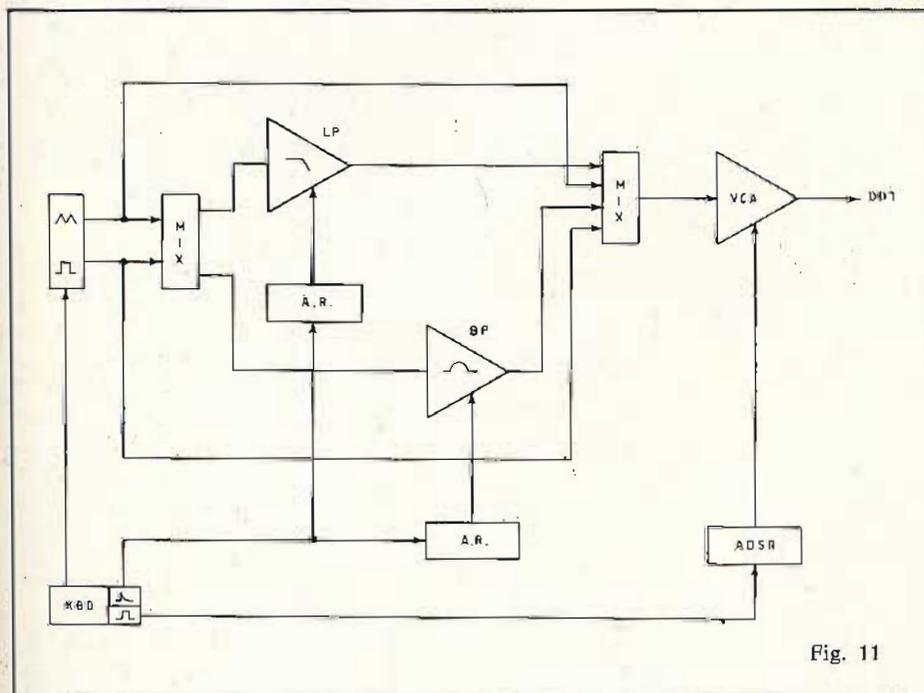



Fig. 11

rare a piacere semplicemente agendo sui controlli di livello dei rispettivi canali. In teoria questo concetto è molto semplice, ma in pratica esso diventa una seria necessità per l'operatore sofisticato. La figura 10 ve ne può dare un esempio.

Una delle due voci è l'onda triangolare di un VCO modulato manualmente in frequenza, voce che si può selezionare agendo sul controllo di «level» del canale 1 del mixer. La seconda voce è un onda ad impulso di un secondo VCO, pilotato dalla tastiera: tale voce si seleziona anch'essa semplicementente agendo sul controllo di «level» della entrata 2. Il Mod. Bilanciato è qui usato semplicemente come VCA: notate che con tali COLLEGAMENTI DOVRETE TENERE PREMUTO UN TASTO. PER UN SUONO IN USCITA, anche quando suonate con l'oscillatore pilotato manualmente. Un altro esempio di quanto lontano portino questi tipi di incavettamento, è la tecnica dei collegamenti mostrati nello schema a blocchi di fig. 11.

Qui addirittura due mixer in serie

Fig. 12

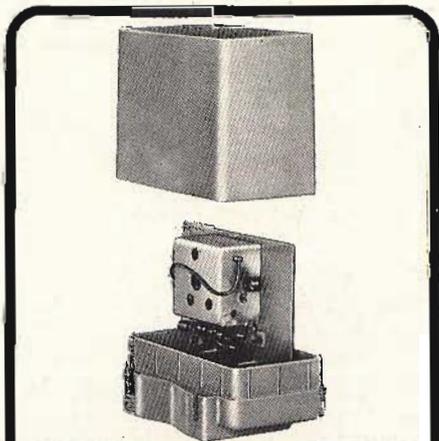



Fig. 13

permettono una qualsiasi combinazione delle 6 voci programmate in partenza. Per esempio, agendo sui controlli di livello dei canali 1 o 2 del mixer A, potrete scegliere fra l'onda quadra e l'onda triangolare dei due VCO. Se poi l'onda prescelta, grazie ai «pan-pot» viene deviata completamente sul canale Ds o Sn, essa può venire filtrata in maniera diversa. Passando al mixer B, vedete come, agendo sui controlli di livello dei canali 1 o 2, potete addirittura avere in uscita delle onde-triangolari e quadre che non sono passate attraverso alcun filtro. Invece i controlli dei canali 3 e 4 del mixer B servono per scegliere quale delle due voci, differentemente filtrate, si vuole avere in uscita. Ovvio è che i filtri sulle uscite destra e sinistra del mixer A possono anche non essere filtri, ma Mod. Bil., VCA, o altri elementi per la manipolazione dei suoni. Così seguendo gli stessi principi, le fonti audio stesse possono essere tra le più varie, compreso il rumore bianco. Se ce ne sono quattro nel primo mixer, quattro saranno le possibilità di scelta, al primo passo; tali possibilità, come pure il numero di combinazioni, verrà moltiplicandosi a secondo del numero di mixer usati in cascata.

Variando le percentuali di segnale provenienti da ciascuna entrata gli effetti saranno naturali ed efficacissimi.

ALCUNE COSE DA EVITARE

C'è molto poco che voi possiate fare per distruggere il nostro mixer: potete gettarlo dalla finestra, dargli qualche martellata o, se preferite, tentare qualche corto a caso. Scherzi a parte, ci sono, però, fra gli incavettamenti che potete scegliere, delle combinazioni che possono produrre dei risultati a sorpresa, a volte spiacevoli nel senso che non servono a ciò che in effetti desideriamo.

Quindi, per esempio, siate cauti con le reti retroazionate. Alcuni suoni interessantissimi possono essere creati semplicemente captando il segnale da un uscita e miscelandolo di nuovo all'entrata precedente. Attenzione però che spesso, tali connessioni, provocano autoscillazioni del circuito. Per esempio, se osservate la fig. 12 potete vedere ciò che accade nel nostro caso.

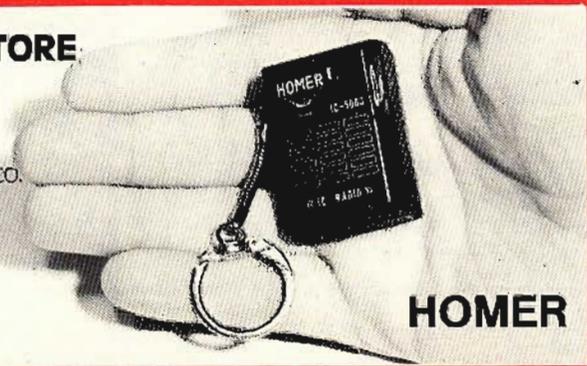
Il Kit completo di questo sintetizzatore (mobile escluso) può essere richiesto alla nostra redazione al prezzo di L. 240.000 spese postali comprese.

Il caso, espresso in detta figura, vi dimostra come si può ottenere un circuito che continuerà ad oscillare indefinitivamente. Qui, infatti, l'uscita del canale destro pilota l'entrata 1 che è deviata completamente sul canale sinistro, mentre l'uscita di tale canale pilota un'altra entrata che è deviata sul canale destro. Questi collegamenti trasformano il mixer in un multivibratore astabile, molto lento, che produce due onde quadre sfasate di 180°, una per canale, e di ampiezza circa 15 V picco-picco.

Ricordiamo per ultimo, che usando uno o più mixer nell'ambito dello stesso gruppo di moduli del sint., i collegamenti fra modulo e mixer sono eccessivamente lunghi, ci sarà bisogno di cavo schermato (con calza collegata a massa solo da una parte). Se addirittura la voce da miscelare fosse esterna, allora il cavetto schermato è d'obbligo, con calza saldata a massa da entrambe le parti, ovviamente.

Identici cavi debbono essere usati per pilotare l'amplificatore di potenza, collegando quest'ultimo al sint. stesso. Speriamo di avervi fatto capire qualche cosa sull'insieme completo dei moduli, queste note infatti sono le ultime della serie.

Con questo articolo termina dunque la serie che per molto tempo, speriamo, vi avrà appassionato. Pensiamo anche nel frattempo, il sintetizzatore vi sia diventato più familiare.

Quindi, buon lavoro.

ALIMENTATORI GBC per calcolatrici

La soluzione di ogni problema di alimentazione
Gli unici che hanno la possibilità di combinare i quattro alimentatori con quattro diversi cavetti di collegamento

ALIMENTATORI DA RETE
per calcolatrici

Tensione di ingresso: 220 Vc.a.
Carico massimo:200 mA
Dimensioni: 90x56x42

USCITA	TIPO
3 V c.c.	HT/4130-10
4,5 Vc.c.	HT/4130-20
6 Vc.c.	HT/4130-30
9 Vc.c.	HT/4130-40

CALCOLATRICE		ALIMENTATORE	CAVETTO
BROTHER 408 AD	ZZ/9952-02	HT/4130-10	HT/4130-52
BROTHER 508 AD	ZZ/9952-10		HT/4130-52
AZ SR 14	ZZ/9972-10		HT/4130-54
SANTRON 30 S	ZZ/9962-02		HT/4130-56
SANTRON 71 SR	ZZ/9965-02		HT/4130-56
EMERSON VMR 802			HT/4130-52
SANTRON 81 SR	ZZ/9948-08		HT/4130-56
HORNET 801			HT/4130-56
SANTRON 300 SR	ZZ/9948-12	HT/4130-20	HT/4130-54
SANTRON 600 PM	ZZ/9948-30		HT/4130-54
COMPEX SR 80	ZZ/9949-00		HT/4130-54
BROTHER 512 SR	ZZ/9949-10	HT/4130-30	HT/4130-52
TENKO	ZZ/9982-04		HT/4130-52
CHERRY 12 SR	ZZ/9967-00		HT/4130-56
KOVAC 818			HT/4130-52
SANTRON 8 SR			HT/4130-54
MCO 515			HT/4130-54
SANTRON 8 M			HT/4130-54
IMPERIAL			HT/4130-56
REALTONE 8414			HT/4130-56
REALTONE 8415			HT/4130-56
TEXAS 1200	ZZ/9942-12	HT/4130-40	HT/4130-58
TEXAS 1250	ZZ/9942-14		HT/4130-58
APF MARK VIII	ZZ/9958-04		HT/4130-56
*OXFORD 150	ZZ/9962-10		HT/4130-58
*OXFORD 200	ZZ/9965-10		HT/4130-58
*OXFORD 300	ZZ/9947-20		HT/4130-58
*PROGRAMMABILE	ZZ/9948-40		HT/4130-58

* = SINCLAIR

CAVETTI DI RACCORDO

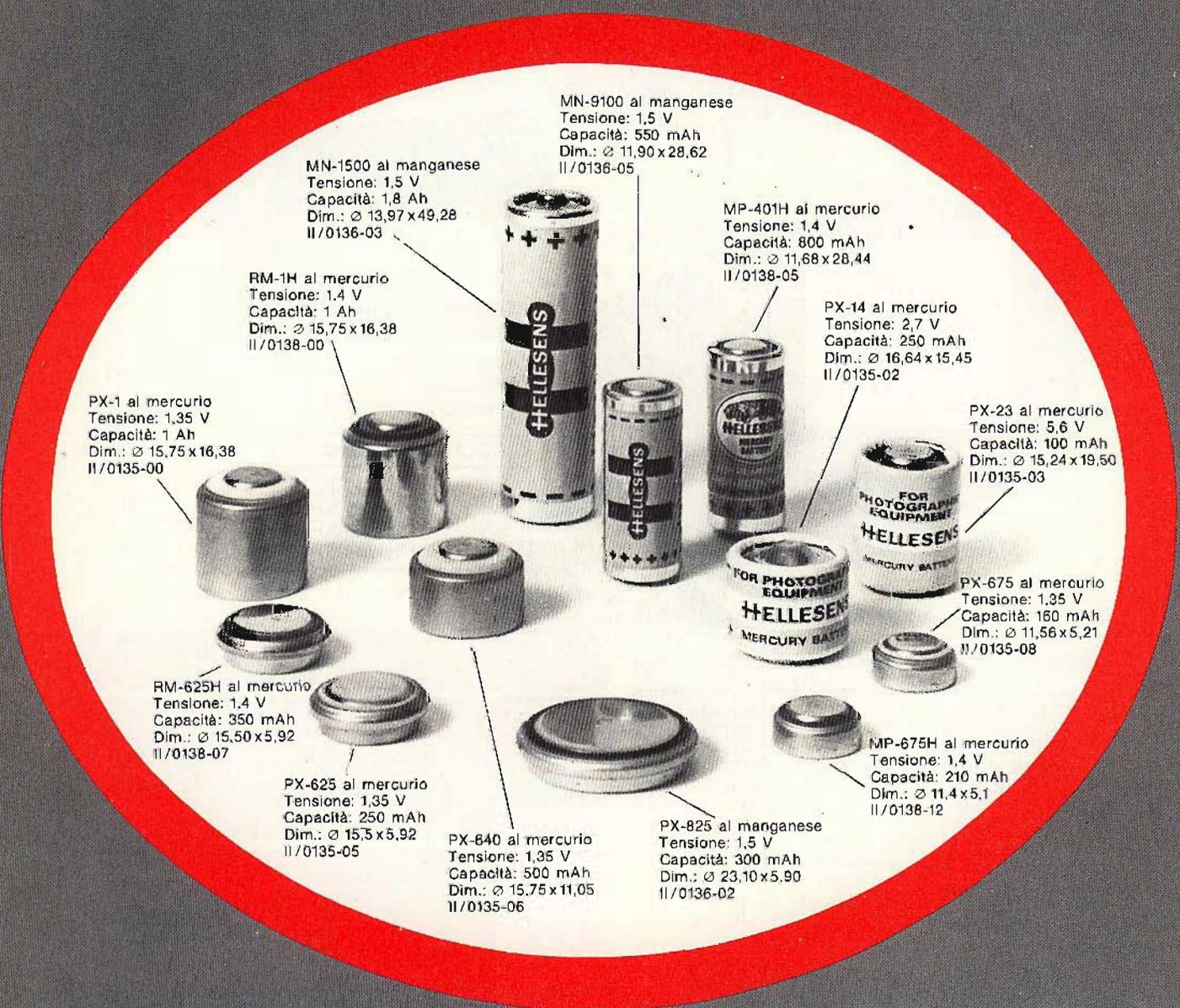
Attacco: giapponese
Diametro: 5,5 mm
Negativo in centro
HT/4130-52

Attacco: a pipa
Diametro: 5 mm
Positivo in centro
HT/4130-54

Attacco jack
Diametro: 3,5 mm
Positivo in punta
HT/4130-56

Attacco: jack
Diametro: 2,5 mm
Positivo in punta
HT/4130-58

in vendita presso tutte le sedi GBC

Le forti piccole pile HELLESENS

MN-9100 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 550 mAh
Dim.: ⌀ 11,90 x 28,62
II/0136-05

MN-1500 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 1,8 Ah
Dim.: ⌀ 13,97 x 49,28
II/0136-03

MP-401H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 800 mAh
Dim.: ⌀ 11,68 x 28,44
II/0138-05

RM-1H al mercurio
Tensione: 1.4 V
Capacità: 1 Ah
Dim.: ⌀ 15,75 x 16,38
II/0138-00

PX-14 al mercurio
Tensione: 2,7 V
Capacità: 250 mAh
Dim.: ⌀ 16,64 x 15,45
II/0135-02

PX-1 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 1 Ah
Dim.: ⌀ 15,75 x 16,38
II/0135-00

PX-23 al mercurio
Tensione: 5,6 V
Capacità: 100 mAh
Dim.: ⌀ 15,24 x 19,50
II/0135-03

PX-675 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 160 mAh
Dim.: ⌀ 11,56 x 5,21
II/0135-08

RM-625H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 350 mAh
Dim.: ⌀ 15,50 x 5,92
II/0138-07

MP-675H al mercurio
Tensione: 1,4 V
Capacità: 210 mAh
Dim.: ⌀ 11,4 x 5,1
II/0138-12

PX-625 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 250 mAh
Dim.: ⌀ 15,5 x 5,92
II/0135-05

PX-640 al mercurio
Tensione: 1,35 V
Capacità: 500 mAh
Dim.: ⌀ 15,75 x 11,05
II/0135-06

PX-825 al manganese
Tensione: 1,5 V
Capacità: 300 mAh
Dim.: ⌀ 23,10 x 5,90
II/0136-02

Le pile Hellesens al mercurio e al manganese, sono un concentrato di energia.

Hanno una durata superiore, perché costruite con estrema accuratezza usando materiali selezionati.

Durata superiore significa anche maggiore affidabilità: le pile Hellesens assicurano un'alimentazione con tensione costante fino all'ultimo.

la pila danese più venduta nel mondo.

Telecomando a ultrasuoni

di Federico CANCARINI

Quando la civiltà incalza... veramente tutto ci tenta perfidamente al fine di incrementare l'umana pigrizia. E così l'ascensore ha eliminato le scale, il metrò ci evita di aspettare in coda con l'automobile (ma la strada a piedi non la facciamo mai) però se ci sono le scale mobili ci gettiamo avidamente su di esse... e poi a casa sfiniti da uno sforzo che possiamo dire sia solo intellettuale, ci rifiutiamo perfino di alzarci quando il televisore fa le bizze, ovvero quando c'è da regolare qualche cosa. Ben contenti (per il portafogli) ecco che risolviamo il problema spendendo quattrini per i televisori controllati a distanza, salvo poi fare a botte in famiglia per il dominio del telecomando. Eccetera, eccetera.

Forti di questa morale del teletutto, eccoci dunque — hoplà — lesti a presentarvi un semplice, ma funzionale, telecomando a ultrasuoni che, seppure non certo atto, come i suoi cugini a RF, ad usi «esterni», è ottimo come circuito d'innesco (a meno che non vi importi nulla di sapere che la porta del garage si può aprire se uno soffia in una chiave o usa richiami per cani eccetera).

IL PROGETTO

Ora passiamo alla realtà del marchingegno e vediamo come è fatto. Innanzitutto esso consta di due blocchi fondamentali: il trasmettitore e il ricevitore. Il cuore di entrambi è... poco costoso! cioè, una semplice capsula per ultrasuoni del tipo EFR-RCB40K2 che alla GBC trovate a mucchi.

Inoltre, come si constaterà poi analizzando lo schema elettrico, tale telecomando doveva presentare doti di affidabilità e di stabilità: essendo tali doti difficilmente (a prezzo di semplicità ed economia) abbinabili a un bistabile su cui arrivasse un solo tipo di impulso, si è così scelto un sistema che legasse il fattore «stato» al tempo di emissione dell'impulso. Come anticipazione, quindi, del funzionamento possiamo dirvi che alimentando il trasmettitore tramite P1 verranno generati ultrasuoni che, captati dalla capsula dello stadio ricevitore, a seconda della durata dell'impulso stesso, faranno commutare il relè RY. In pratica, per esempio, partendo con il relè diseccitato, premete per un istante P1: il relè si eccita. Ora avete due scelte: se subito dopo premete ancora P1 e insistete per qualche secondo, il relè si diseccita, altrimenti potete lasciare il circuito in condizioni di eccitamento, sicuri che tale rimarrà. Ma affidiamoci ad una più accurata descrizione dei due stadi del telecomando in questione.

IL TRASMETTITORE

A prima vista se non ci fosse C5 come rete di feed-back, il TX ci parrebbe una inutilizzabile accoppiata di due stadi NPN ad emettitore comune, polarizzati nella più ignobile e usuale maniera e legati fra loro tramite C3 (che all'incirca, come C5 del TX e C1 e C4 dell'RX, tagliano le frequenze sotto i 10 kHz circa). Morale, un circuito che non serve a nulla e, soprattutto, non oscilla neanche. Ma ora, meraviglia delle meraviglie, proviamo a tirar fuori dal sacchettino la capsula e, magia!, colleghiamola a massa con 100 Ω al collettore di Q2 con 1 k e, ancora, alla base di Q1 con una reazione liberatrice, complice C5. Ecco, quindi, che con la partecipazione della capsula stessa, nascono (praticamente subito, quando il circuito viene alimentato tramite P1) delle oscillazioni forzate che interessano tutti e due i transistori (che le amplificano), e tali

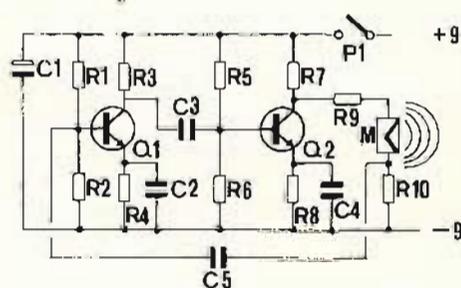



Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore a ultrasuoni.

ELENCO COMPONENTI TRASMETTITORE

R1	=	resistore da 180 kΩ
R2	=	resistore da 39 kΩ
R3	=	resistore da 4,7 kΩ
R4	=	resistore da 1 kΩ
R5	=	resistore da 180 kΩ
R6	=	resistore da 39 kΩ
R7	=	resistore da 4,7 kΩ
R8	=	resistore da 1 kΩ
R9	=	resistore da 1 kΩ
R10	=	resistore da 100 Ω
C1	=	cond. elett. 5 µF 16 V
C2	=	cond. ceramico 100.000 pF
C3	=	cond. ceramico 1.000 pF
C4	=	cond. ceramico 100.000 pF
C5	=	cond. ceramico 1.000 pF
Q1	=	transistore NPN P 39
Q2	=	transistore NPN P 39
P1	=	pulsante

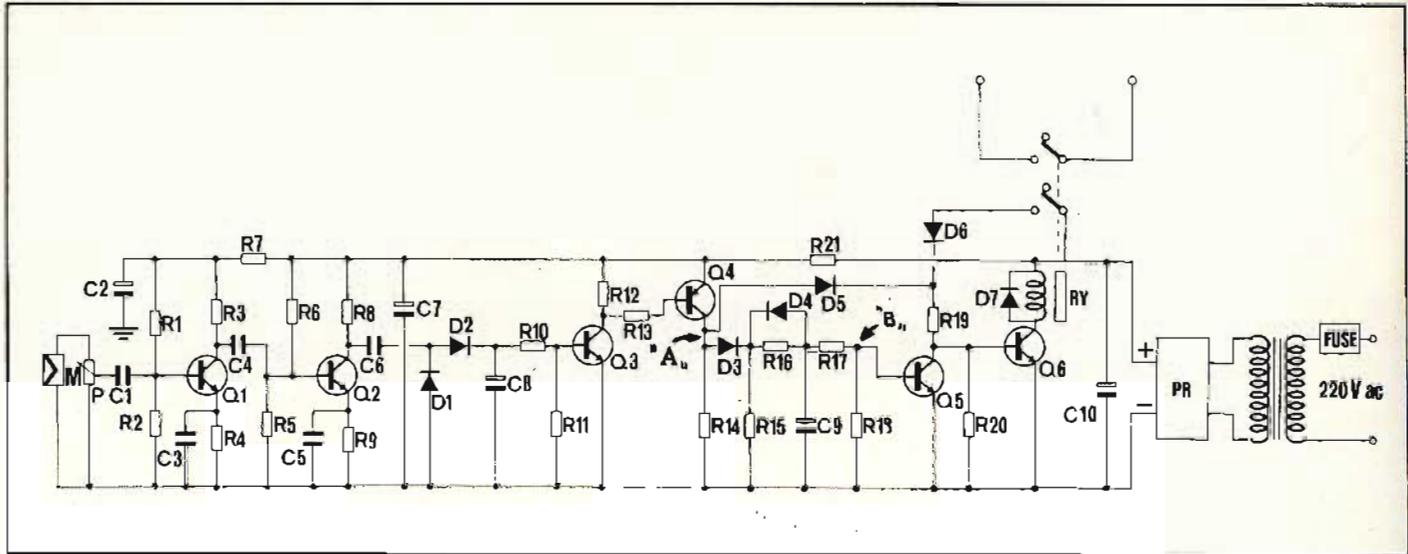



Fig. 2 - Schema elettrico del ricevitore a ultrasuoni.

oscillazioni forzate hanno la pulsazione d'angolo caratteristica del sistema non frenato e, facendone parte la capsula è ovvio che un poco la frequenza ultrasonica di tali oscillazioni dipende dalla fattura della capsula stessa: niente paura, però: non viene emessa una sinusoide pura, ma uno spettro abbastanza ampio di armoniche in modo che per il ricevitore, dove ci sarà l'altra capsula, non ci saranno problemi di accordo.

Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato del ricevitore a ultrasuoni.

IL RICEVITORE

Eccoci dunque al momento in cui la capsula eccitata dai segnali provenienti dalla gemella installata sul TX, funziona come vero e proprio microfono. Ovvio è poi installare P4, il potenziometro (o trimmer) che regola la sensibilità.

Dopo C1, che taglia i bassi sotto i 10 kHz, troviamo due amplificatori Q1 e Q2 (fig. 2) che amplificano il segnale in maniera sensibile, in modo che superi 0,5 V in valore assoluto: così è possibile che i diodi D1 e D2 funzionino da duplicatore di tensione (e, ovviamente, raddrizzatore!) per cui è possibile per C8 caricarsi gradualmente fino a portare la base di Q3, polarizzata dal partitore R10-R11, ad un livello tale di potenziale da mandare Q3 stesso in conduzione.

Ma appena Q3 passa dall'interdizione alla conduzione, arriva su R13 una tensione tale da polarizzare entrambe le giunzioni del PNP Q4 in modo diretto. Q4 passa allora in saturazione, e quindi il punto A in fig. 2 passa praticamente a potenziale di + 12 V. A questo punto accadono due cose, contemporaneamente, dalle quali dipende appunto il funzionamento del circuito come apparecchiatura che inneschi e disinneschi il relè R1.

1) Fluisce subito una corrente per D5, polarizzata direttamente, e R19 e R20 diventando così un partitore di valore tale per cui la base di Q6 viene portata a un potenziale maggiore di quello dell'emettitore: Q6 si satura e passa a condurre e quindi il relè RY si eccita, chiudendo anche i contatti che

impegnano l'alimentazione (−0,7 V di caduta sul diodo) e, sempre per l'azione del partitore R19-R20 sulla base di Q6 rimane indefinitamente in conduzione e, quindi, il relè rimane eccitato.

Si può allora comprendere che se ora (tutto ciò avviene in brevissimo tempo) rilasciamo P1 del TX, avremo eccitato il telecomando e basta.

2) Contemporaneamente a quanto accade al capo 1 però, una corrente positiva percorre il diodo D3 e carica, tramite il partitore R15-R16, il conduttore C9. Notate che in tutto il discorso precedente (e fino a un certo punto anche in questo) non si è considerato D4 e Q5, che risultano interdetti. A questo punto, ancora, possono accadere due cose (diciamo... paragrafo 2a e 2b!):

a) dopo che RY si è eccitato voi avete rilasciato P1 del TX, Q6 conduce, Q5 rimane interdetto, e quel poco di carica che era arrivata nel frattempo (con P1 premuto) su C9 si disperde rapidamente tramite D4, ora polarizzato direttamente, e tramite R15. Poi tutti vissero felici e contenti.

b) Invece, testardi, voi insistete su P1: ecco allora che, sempre tramite D3 e il partitore R16-R15, il condensatore C9 si carica finché al punto B (fig. 2) del partitore R17-R18 appare una tensione tale da mandare in conduzione Q5. Avrete già capito che l'unica maniera per diseccitare il relè è di mandare Q6 in interdizione; ciò

Fig. 5 - Prototipi del trasmettitore e ricevitore a ultrasuoni a realizzazione ultimata.

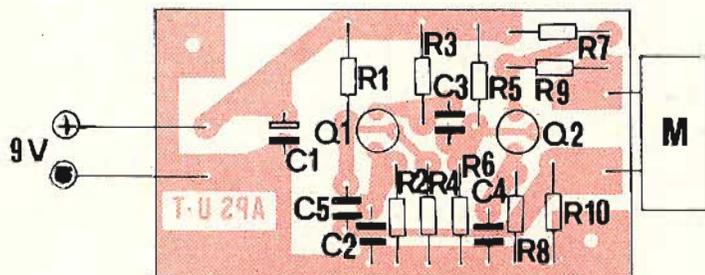
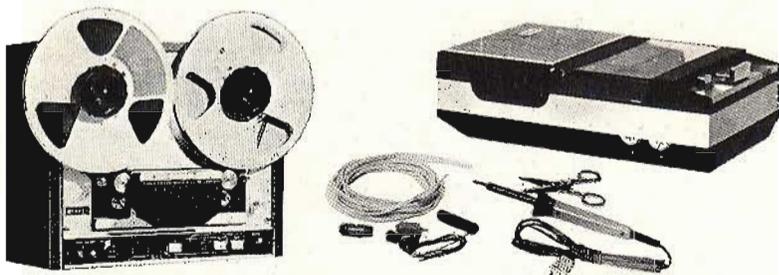



Fig. 4 - Serigrafia del circuito stampato del trasmettitore a ultrasuoni.

ELENCO COMPONENTI RICEVITORE

R1 = resistore da 120 kΩ	R17 = resistore da 33 kΩ	D3-D4-D5 = diodi al silicio tipo 1N914
R2 = resistore da 33 kΩ	R18 = resistore da 10 kΩ	D6 = diodo 1N914
R3 = resistore da 3,9 kΩ	R19 = resistore da 3,9 kΩ	D7 = diodo 1N4002
R4 = resistore da 1 kΩ	R20 = resistore da 10 kΩ	Q1-Q2-Q3-Q5 = transistori P39 NPN
R5 = resistore da 33 kΩ	R21 = resistore da 220 Ω	Q4 = transistore PNP P38
R6 = resistore da 180 kΩ	C1 = cond. ceram. da 1.000 pF	Q6 = transistore NPN P40
R7 = resistore da 1,8 kΩ	C2 = cond. elett. 50 µF 16 V	P = trimmer da 100 kΩ
R8 = resistore da 4,7 kΩ	C3 = cond. ceram. da 0,1 µF	PR = ponte raddrizzatore B 30 C400
R9 = resistore da 1 kΩ	C4 = cond. ceram. da 1.000 pF	RY = relè da 12 V 150 Ω 2 scambi
R10 = resistore da 10 kΩ	C5 = cond. ceram. da 0,1 µF	T = trasformatore primario 220 V, secondario 12 V, 300 mA GBC HT3731-02
R11 = resistore da 100 kΩ	C6 = cond. ceram. da 0,1 µF	FUSE = portafusibile con fusibile da 0,1 A
R12 = resistore da 47 kΩ	C7 = cond. elett. 100 µF 16 V	
R13 = resistore da 1 kΩ	C8 = cond. elett. 2,2 µF 16 V	
R14 = resistore da 22 kΩ	C9 = cond. elett. 50 µF 16 V	
R15 = resistore da 4,7 kΩ	C10 = cond. elett. 500 µF 25 V	
R16 = resistore da 22 kΩ	D1-D2 = diodi al germanio tipo OA85	

portando la giunzione B-E di Q6 al disotto degli 0,7 V applicati direttamente. Ebbene: quando Q5 è saturo, la base di Q6 si interdice, e il relè si riapre, e tutto ritorna come ai vecchi tempi. Morale: con un po' di pazienza (qualche secondo) avete diseccitato tutto!

A questo punto potete rilasciare P1: C8 e C9 allora si scaricano, Q3 e Q5 si interdicono, come pure Q4, e il tutto è pronto per ricominciare da capo.

IL MONTAGGIO

Tutto molto semplice, dunque: ed anche il montaggio richiede solo attenzione: il circuito stampato è molto ridotto e ciò porta a dover saldare con attenzione i componenti alle piste ramate.

Notare come sul CS dell'RX (fig. 3) ci sia spazio anche per il trasformatore, mentre sul CS del TX (fig. 4) sia stata lasciata una zona libera dove poggiare, sfruttando lo spazio della scatola GBC consigliata come alloggiamento del TX, la pila di alimentazione, che deve essere di 9 V.

All'esterno della scatoletta del TX, dunque, comparirà soltanto P1: il contenitore, notate, potrà essere benissimo di alluminio: stiamo lavorando con BF!

Per quanto riguarda il ricevitore, rinnoviamo il consiglio di prestare attenzione alla disposizione dei componenti: infine vi ricordiamo che l'unica taratura da eseguire sarà quella sul P1, che dovrà essere regolato non genericamente, ma in funzione della mansione a cui adibirete il telecomando, dipendendo la sensibilità necessaria dall'uso, dalla posizione definitiva.

La scatola di montaggio di questo TELECOMANDO A ULTRASUONI può essere richiesta a:

Selezione di Tecnica Radio-Tv
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello Balsamo

al prezzo di L. 23.000 + L. 1.000 per spese di spedizione, contro assegno.

Nel kit sono escluse le capsule a ultrasuoni.

Generatore elettronico di ritmi

Dopo la descrizione dei principi fondamentali di funzionamento e delle diverse funzioni che il dispositivo è in grado di svolgere, non ci resta che concludere l'argomento riportando i dettagli funzionali e costruttivi della sezione grancassa, nonché delle sezioni che producono artificialmente il suono dei bonghi, delle spazzole, del timpano, del tamburello, ecc. Segue infine la descrizione dell'amplificatore di potenza.

seconda parte a cura di LUBI

Come abbiamo premesso nella prima parte, tutti gli otto generatori di suoni del tipo a percussione vengono installati su di un'unica basetta di supporto, con l'aggiunta di un miscelatore-preamplificatore, contenente sei transistori ad effetto di campo.

Il grado di concentrazione dei componenti impone naturalmente alcune particolari precauzioni durante il montaggio, che consistono soprattutto nel verificare che i diversi organi vengano sistemati con cura, e che nulla venga dimenticato.

Gli unici collegamenti che uniscono questa basetta ai componenti esterni sono costituiti dalle otto linee di ingresso, da una linea di uscita, nonché dai conduttori di alimentazione e di massa. Il completamento di queste operazioni di montaggio rende il dispositivo pronto per il funzionamento, fatta eccezione per le operazioni di messa a punto dei diversi generatori di suoni a percussione.

Possiamo quindi procedere con la descrizione delle sezioni supplementari separate.

LA GRANCASSA

Lo schema di questa sezione è illustrato alla **figura 10**, e consiste prevalentemente in un oscillatore «ringing» (vale a dire i cui impulsi presentano un effetto di suono prolungato) a doppio «T».

Il circuito per la scelta della frequenza di funzionamento viene predisposto in stato di oscillazione ad opera dell'impulso «trigger», mentre l'attenuazione progressiva del suono prodotto si verifica con un grado di rapidità che dipende dalla posizione in cui viene regolato, VR3.

Un segnale di ingresso di polarità positiva, avente un'ampiezza di 5 V, viene applicato al terminale di ingresso di R7, quando si desidera produrre suoni del tipo ottenibile con un tamburo di grosse dimensioni. Partendo dal presupposto che TR4 sia in origine polarizzato in modo da trovarsi in stato di interdizione, occorre considerare che — in tal caso — la tensione presente sul collettore raggiunge un valore molto prossimo a quello massimo di alimentazione, di 18 V.

Non appena viene applicato il segnale di ingresso, TR4 passa immediatamente allo stato di forte conduzione di corrente, per cui la tensione di collettore si riduce approssimativamente a zero, con effetto quasi istantaneo. Il condensatore C10 — nel frattempo — si è caricato fino ad assumere tra i suoi elettrodi il potenziale massimo di 18 V; esso si scarica però immediatamente, e cioè in un periodo di tempo pari all'incirca alla decima parte della durata di un ciclo della frequenza naturale di risonanza del filtro a doppio «T», determinando così il funzionamento dell'oscillatore.

Queste oscillazioni vengono mantenute per un periodo di tempo la cui durata — come abbiamo detto — di-

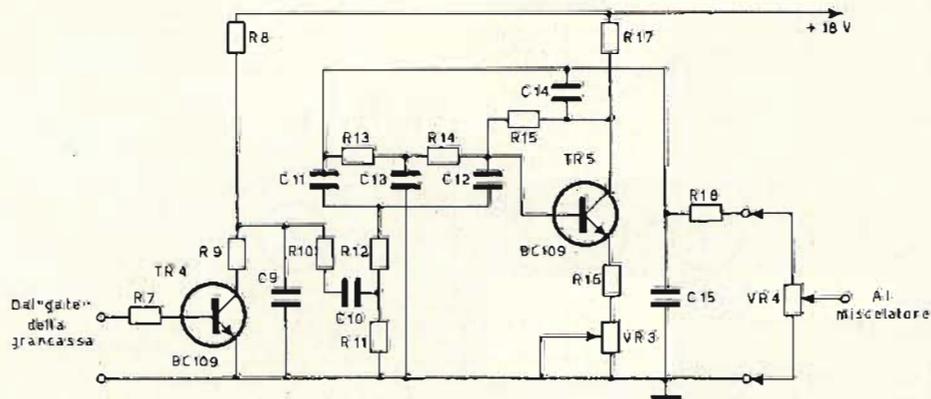



Fig. 10 - Circuito elettrico completo del generatore dei segnali che corrispondono al suono della grancassa.

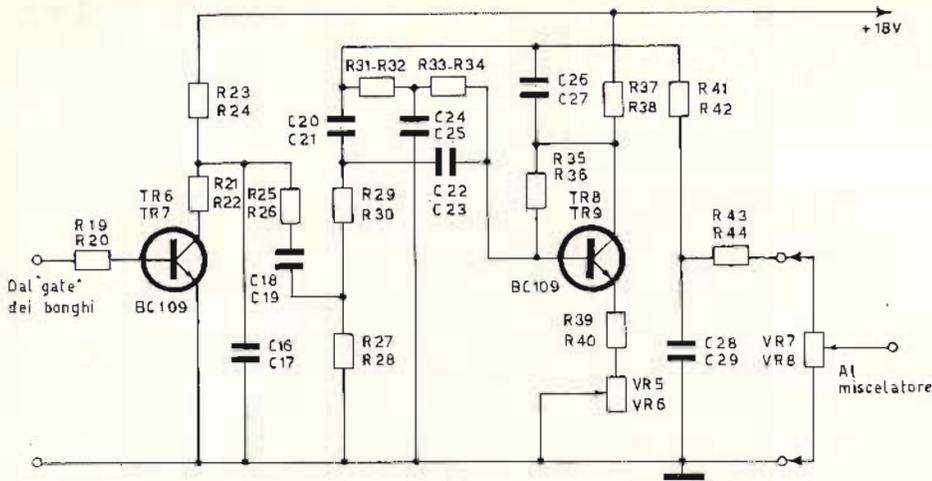



Fig. 11 - Gli schemi delle sezioni per la produzione dei suoni del bongo alto e di quello basso sono sostanzialmente identici a quello del generatore che produce il suono della grancassa. Le uniche differenze consistono nel valore di alcuni componenti. Si osservi che C24 presenta il valore di 0,033 µF per il bongo alto, e che questa capacità assume il nome di C25, con capacità di 0,1 µF, per il bongo basso.

pende dalla regolazione di VR3. Il risultato consiste quindi in un treno di impulsi ad inizio molto rapido, la cui ampiezza si attenua con una certa lentezza: inoltre, la frequenza di queste oscillazioni dipende dalle caratteristiche della rete di sintonia, costituita da C11, C12, C13, R11, R12, R13 ed R14.

Il condensatore C9 serve esclusivamente per assicurare che, nell'eventualità che l'impulso di ingresso venisse meno prima che C10 abbia la possibilità di scaricarsi completamente, la tensione non aumenti prima che la scarica completa abbia avuto luogo.

R18 e C15 determinano un certo effetto di filtraggio, e modificano ulteriormente la forma d'onda del segnale, correggendola in modo appropriato. Il risultato globale che è possibile ottenere in questo modo consiste in un segnale che, ascoltato attraverso un altoparlante, rappresenta una perfetta imitazione del suono della grancassa. Questi segnali vengono applicati ai capi di VR4, che ne consente la regolazione dell'ampiezza prima che essi vengano applicati all'ingresso del miscelatore.

I BONGHI ALTO E BASSO

La **figura 11** rappresenta invece lo schema completo di questa particolare sezione. A prescindere dalla differenza che è possibile riscontrare soltanto nel valore di un componente, questi circuiti funzionano in modo molto simile a quello col quale funziona il circuito della grancassa. VR5 e VR7 controllano la durata del periodo di tempo durante il quale vengono mantenute le oscillazioni, mentre VR6 e VR8 servono per controllare l'entità del segnale che raggiunge il miscelatore.

Anche questa sezione consiste quindi in un circuito a doppio «T», per cui non occorre dilungarci ulteriormente sul suo funzionamento. La differenza pratica consiste soltanto nella diversa qualità dei suoni che vengono prodotti.

I BLOCCHI DI LEGNO

Il circuito relativo alla produzione di questo particolare tipo di suoni differisce leggermente dai precedenti per quanto riguarda la costruzione, ma svolge sostanzialmente la medesima funzione. Seguendo lo schema riprodotto alla **figura 12,** si può precisare che TR10 e TR11 sono tra loro collegati in modo da costituire un circuito «Darlington», avente il compito di trasformare gli impulsi di ingresso dell'ampiezza di 5 V in impulsi di forma d'onda eminentemente rettangolare, che si presentano sul collettore di TR1. Questi segnali vengono a loro volta applicati ad un circuito per la correzione della forma d'onda, costituita da C30, R48, R49 ed R50.

Gli impulsi differenziali che in tal modo vengono disponibili vengono applicati alla base di TR12, che entra perciò in stato di oscillazione per tutto il periodo di tempo durante il quale ciascun impulso di ingresso risulta presente sulla base. Il segnale di uscita viene prelevato dal circuito di collettore, tramite C35, per essere applicato al resistore variabile VR9, che — come negli altri casi precedenti — permette di regolare l'ampiezza del segnale risultante, da applicare all'ingresso del miscelatore.

C31, C32, C33, R50, R51 ed R52 sono i componenti che costituiscono i circuiti selettivi per lo spostamento di fase, che determinano la frequenza delle oscillazioni smorzate.

IL TIMPANO

I circuiti dei quali ci siamo occupati fino ad ora sono sostanzialmente semplici, in quanto consistono quasi esclusivamente in oscillatori smorzati, i cui segnali vengono tutti applicati ad un unico ingresso che dà adito al miscelatore. Gli altri circuiti per la produzione dei suoni di strumenti a percussione fanno invece uso di generatori di rumore di cui viene corretto l'andamento, con l'aggiunta di particolari sistemi di filtraggio nei confronti di determinate frequenze o di determinate forme d'onda, pur lasciando in alcune circostanze il rumore con le sue caratteristiche originali, vale a dire senza aggiunta di filtraggio.

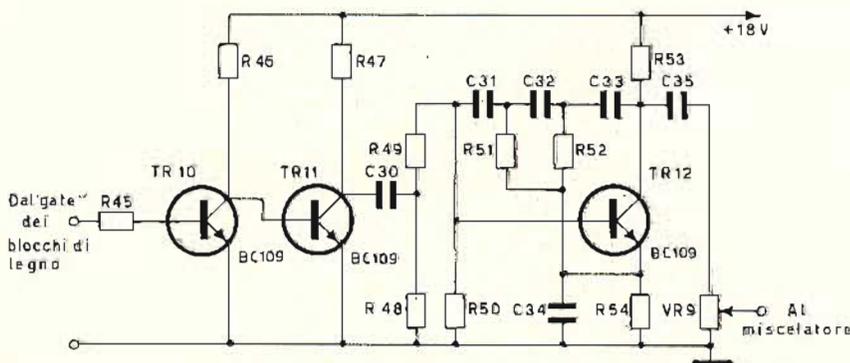



Fig. 12 - Schema completo dell'altro generatore mediante il quale vengono prodotti i suoni tipici dei blocchi di legno, che di solito vengono usati per produrre un suono molto simile a quello delle nacchere o degli zoccoli di un cavallo.

Ciascuna di queste sezioni è basata sull'impiego di un diodo Semitron del tipo Z1J, mediante il quale è appunto possibile produrre quel tipo specifico di rumore.

Nel circuito del timpano (vedi **figura 13**), il transistore TR13 serve per portare l'ampiezza degli impulsi di ingresso di 5 V al valore di 18 V, grazie alle caratteristiche della rete di ingresso, costituita da C36, R57, D11, C37 ed R58. Con questo sistema si riesce a modificare la forma d'onda degli impulsi di ingresso nel modo necessario, affinché gli stadi successivi possano funzionare nel modo previsto.

R59, C38, D12, R60 e C39 creano e provvedono a filtrare il segnale di rumore prodotto, che viene applicato — per una successiva amplificazione — alla base di TR14. Il resistore variabile VR10 ha il compito di regolare la tensione di polarizzazione applicata all'emettitore di TR14, in modo da assicurare che questo stadio rimanga in stato di interdizione, finché non viene applicato il segnale di ingresso. L1, C40 e C41 costituiscono un circuito risonante, che serve per accentuare le caratteristiche di determinati suoni, in rapporto alla loro frequenza.

Nei confronti di L1, è bene fare un'importante precisazione: come viene ribadito nell'elenco dei componenti, questa induttanza consiste semplicemente in un'impedenza di bassa frequenza, munita cioè di nucleo in materiale ferromagnetico. Il valore induttivo di questo componente è però piuttosto critico, nel senso che esso determina il tipo caratteristico di suono che si desidera ottenere. Non è perciò opportuno precisare direttamente un valore espresso in millihenry, in quanto è meglio stabilirlo sperimentalmente.

Il modo migliore per stabilire il valore di questo componente consiste nell'adottare un trasformatore miniaturizzato per accoppiamenti interstadiali tra il circuito di collettore di un transistore pilota ed i circuiti di base di due transistori di potenza.

Con questo sistema si dispone di un'induttanza primaria, e di un'induttanza secondaria provvista di presa centrale.

Collegando i due avvolgimenti in serie, rispettando però le esigenze di fase, è quindi possibile ottenere una certa gamma di valori induttivi: infatti, dal momento che collegandoli in serie due avvolgimenti vengono a costituire praticamente un unico avvolgimento, è possibile inserire nel circuito di collettore di TR14 il solo primario, lasciando inutilizzati gli altri terminali, oppure collegare una metà del secondario, o il primario con l'aggiunta di una metà del secondario, o l'intero secondario, o ancora l'intero avvolgimento, eliminando le prese intermedie.

Si tratta quindi sostanzialmente di realizzare il circuito, e di provare le diverse connessioni, finché si è trovato il timbro che maggiormente corrisponde alle esigenze del costruttore.

Quando viene applicato un segnale di ingresso, il potenziale di collettore di TR13 si riduce approssimativamente al potenziale di massa. L'effetto globale che ne deriva consiste nel collegare praticamente a massa il terminale superiore di R64, eliminando così una parte della polarizzazione, ciò che consente a TR14 di funzionare per un periodo di tempo che dipende dal valore di C36 e da quello della resistenza presente nel medesimo circuito.

IL TAMBURELLO

In una normale batteria per orchestra, il tamburello è forse la parte più importante. Esso consiste, come molti sanno, in un tamburo del diametro di circa 40 cm, chiuso da entrambe le estremità da una pelle ben tesa, al di sotto del quale vengono tese due o più molle di acciaio, in contatto diretto per tutta la loro lunghezza con la pelle inferiore.

Quando la pelle superiore di questo tamburo viene battuta, le vibrazioni dell'aria si trasmettono alla pelle inferiore, e quest'ultima — urtando contro le molle — produce un suono caratteristico di tipo «sabbioso», che viene sfruttato per ottenere effetti particolari, soprattutto nel rullo serrato.

Questi sono i motivi per i quali a questo circuito è stata data una fisionomia particolare. Osservando lo schema di **figura 14**, si può rilevare che TR15 ed il circuito di cui questo stadio fa parte servono per regolare la larghezza del segnale globale, mentre TR16 controlla il periodo di attenuazione, unitamente ai componenti del rispettivo circuito.

I segnali prodotti in uscita da questi due stadi vengono applicati a TR17, sotto forma di onda in discesa, che interrompe il rumore proveniente dal diodo zener, e dagli altri componenti che fanno parte dello stesso circuito, in modo controllato.

Il circuito risonante di uscita, costituito da C49 e dall'induttanza L2, serve per attribuire ai suoni prodotti da questo circuito il loro timbro caratteristico. Di conseguenza, per L2 vale quanto abbiamo detto a proposito di L1, in riferimento al circuito per la produzione dei suoni del timpano.

I circuiti di questo genere — probabilmente — non sono i migliori che è possibile adottare per ottenere questo risultato — ma rappresentano un compromesso tra un funzionamento abbastanza soddisfacente, ed un'estrema complessità che sarebbe possibile attribuire a queste sezioni, in rapporto alle esigenze di filtraggio, di correzione della forma d'onda, e di produzione delle oscillazioni.

I SUONI LUNGO E BREVE DI SPAZZOLA

La **figura 15** rappresenta lo schema elettrico di quest'altra parte del generatore di ritmi: si tratta sostanzialmente di realizzare due unità pressoché identiche tra loro; questo è il motivo per il quale ciascun componente è stato contraddistinto con due sigle. Per ciascuno di essi, il numero più basso è riferito alla sezione per la produzione del suono lungo, mentre il nu-

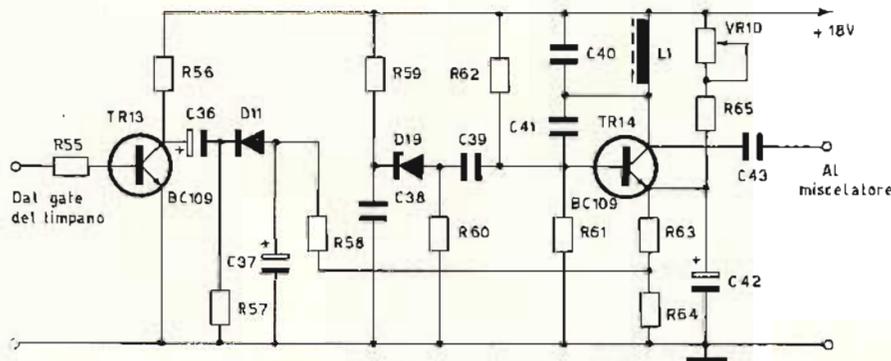



Fig. 13 - Il circuito del timpano è basato sull'impiego di un diodo per la produzione di rumore tipico (D12) attraverso il quale è possibile ottenere il suono desiderato.

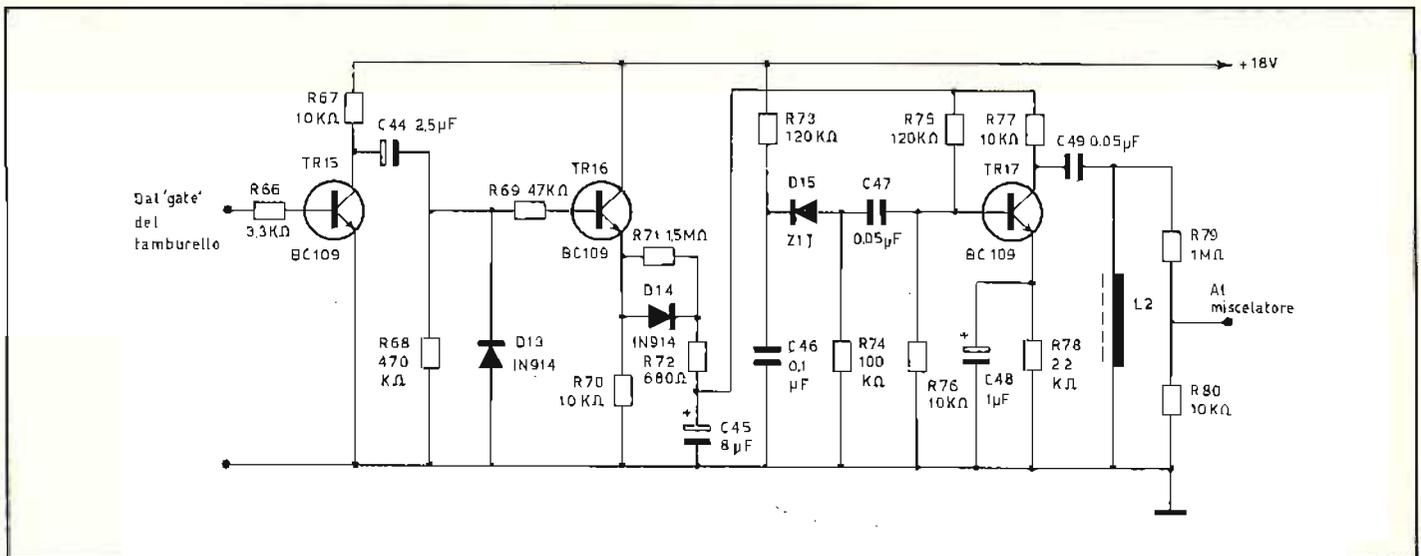



Fig. 14 - Questo è lo schema del generatore dei suoni prodotti dal tamburello. Si osservi nel testo ciò che è stato detto a proposito di L1 per il circuito di figura 13, e di L2 per questo generatore.

mero più alto è riferito alla sezione per la produzione di suoni brevi.

A prescindere dal valore della capacità che unisce il terminale inferiore di R85/98 alla massa, che assume la sigla di C50, con capacità di 4 μF per il suono lungo, e di C56, con capacità di 1 μF, per il suono breve, non esistono tra i due circuiti altre differenze.

Anche in questo caso si fa uso di una coppia di transistori collegati tra loro secondo la disposizione «Darlington», per correggere la forma d'onda degli impulsi di ingresso. C50 (oppure C56) ha il compito di stabilire l'effetto di attenuazione, rispettivamente per ottenere il suono prolungato o quello breve. Per quanto riguarda il resto, questo circuito è del tutto analogo a quello che produce i suoni del tamburello.

Con quest'ultima sezione sono praticamente state descritte tutte le unità che costituiscono il generatore di ritmi. Non resta quindi che descrivere gli stadi di miscelazione e di preamplificazione, e lo stadio finale.

IL MISCELATORE ED IL PRE-AMPLIFICATORE

Le caratteristiche degli stadi scelti per l'allestimento del miscelatore e del pre-amplificatore sono state ottenute impiegando transistori ad effetto di campo, a causa del valore elevato dell'impedenza di ingresso che essi presentano, e del buon effetto di separazione che essi consentono.

La **figura 16** rappresenta lo schema dettagliato di questa sezione, e ne mette in evidenza la notevole semplicità concettuale.

Ciascuno stadio ad effetto di campo funziona con un segnale che viene applicato tramite un condensatore ed un potenziometro di taratura, in modo da consentire nella maniera più opportuna la regolazione delle ampiezze relative dei diversi segnali, che vengono prelevati dai rispettivi elettrodi «drain».

Lo stadio di uscita del miscelatore, TR29, funziona con accoppiamento di sorgente, e svolge il ruolo di adattamento dell'alta impedenza di uscita del miscelatore rispetto all'ingresso dell'amplificatore di potenza.

Lo schema contiene anche un disegnino che rappresenta, visti dal di sotto, i due tipi di transistori che è possibile usare per l'allestimento di questa sezione. Si noterà che i collegamenti risultano invertiti tra i tipi MPF102 e 2N3819.

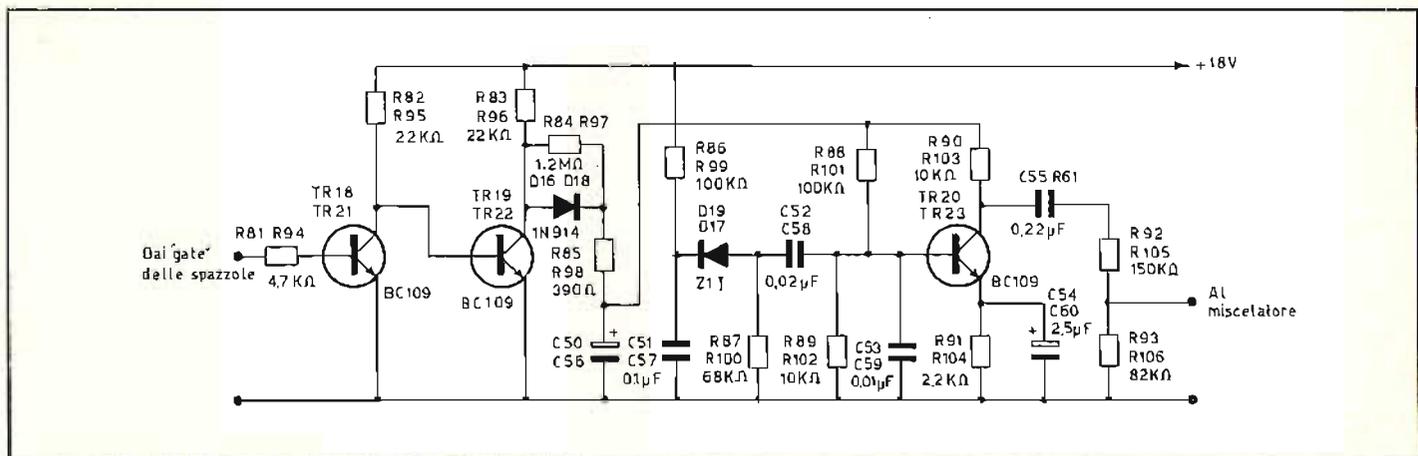



Fig. 15 - Anche gli schemi dei generatori per i suoni di spazzola lungo e breve sono identici tra loro, fatta eccezione per C50 e C56, rispettivamente di 4, e di 1 μF.

L'AMPLIFICATORE DI CONTROLLO

Il segnale viene prelevato dall'uscita del miscelatore-preamplificatore, per essere applicato a VR2, che consente la regolazione del volume. Dal cursore di questo potenziometro, come si osserva nello schema di **figura 17**, il segnale regolato in ampiezza viene applicato, tramite C68, al resistore R118, che unisce il terminale numero 14 del circuito integrato IC11 alla massa, in modo da costituire l'impedenza di ingresso.

Può essere previsto anche un raccordo a «jack» di uscita, per consentire l'applicazione del segnale ad un ulteriore amplificatore esterno.

Questo circuito di amplificazione è più che sufficiente per fornire un'uscita adeguata come accompagnamento ritmico ad un solista che suoni in un locale di modeste dimensioni, come può essere quello di un'abitazione privata. Se invece si desidera usare il generatore di ritmi per esecuzioni musicali in un ambiente di dimensioni molto maggiori, dove eventualmente siano presenti persone in numero elevato, è ovviamente opportuno ricorrere ad un amplificatore supplementare di maggiore potenza. L'aggiunta di tale amplificatore migliora ovviamente la qualità del generatore, nel senso che permette timbri tipici molto simili a quelli di una vera e propria batteria.

IL SUPPORTO DEI GENERATORI

A prescindere dalla compattezza delle basette di supporto, non è opportuno parlare di gravi difficoltà per l'allestimento della sezione che provvede alla produzione di suoni del tipo a percussione. Potrebbe essere una buona idea effettuare l'intera realizzazione in fasi successive, cominciando col miscelatore/amplificatore. In seguito sarebbe possibile realizzare separatamente, mano a mano che viene allestito.

La foto di **figura 18** illustra la basetta sulla quale è stato montato il prototipo, e mette anche in evidenza il modo col quale sono stati distribuiti i diversi componenti. Le diverse sezioni sono state tra loro contraddistinte con la medesima terminologia che è stata usata sul pannello frontale, e che è stata lasciata nella sua versione originale, in quanto i medesimi termini vengono usati di solito anche sulle apparecchiature commerciali che è possibile reperire nei negozi di strumenti musicali.

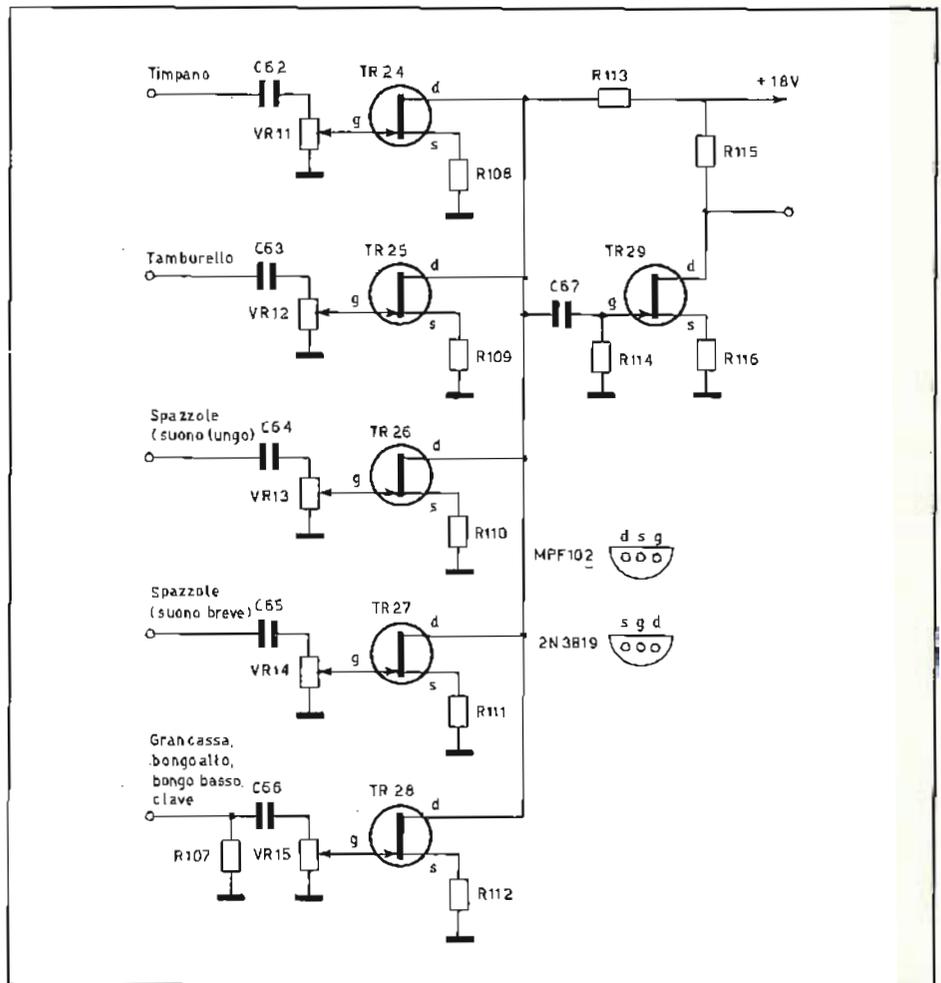



Fig. 16 - Schema della sezione di miscelazione e di pre-amplificazione. In questa parte del generatore si fa uso di transistori ad effetto di campo, per ottenere una buona separazione ed un valore elevato dell'impedenza di ingresso.

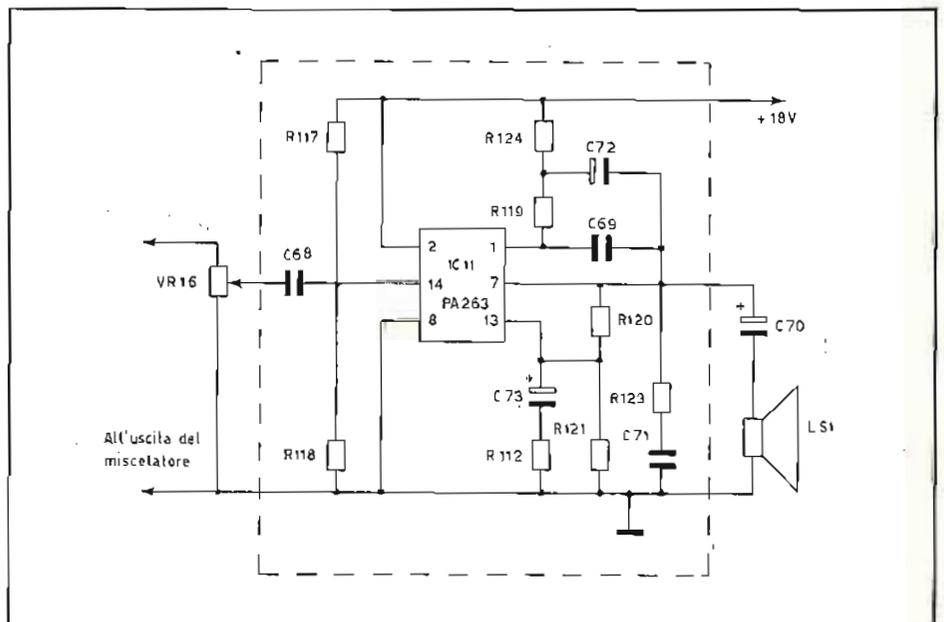



Fig. 17 - Schema dell'amplificatore di controllo, mediante il quale i suoni prodotti dal generatore possono essere ascoltati con potenza adeguata in un locale di piccole dimensioni. Se si desidera, questa sezione può essere soppressa, applicando il segnale prelevato dal cursore di VR16 direttamente all'ingresso di un amplificatore di maggiore potenza.

Nella suddetta fotografia si noterà la presenza di linee tratteggiate orizzontali e verticali, che permettono di distinguere tra loro le diverse sezioni. Usufruendo di tali contrassegni, è quindi facile — se lo si desidera — suddividere le diverse unità, realizzarle su basette di supporto separate, ed effettuare quindi una costruzione basata su di una diversa tecnica di montaggio.

La scelta dipende ovviamente dalle preferenze di chi si accinge al montaggio del generatore di ritmi.

Sempre in riferimento alla foto di figura 18, nella parte superiore è possibile notare la contattiera multipla, che permette di unire l'intera basetta di supporto alla parte restante del generatore. Anche questa contattiera può essere eventualmente soppressa, e sostituita mediante zoccoli «octal» nelle versioni maschio e femmina, da installare nelle posizioni più opportune, per unire tra loro i generatori, l'alimentatore e l'amplificatore finale.

LE SEMPLICI OPERAZIONI DI MESSA A PUNTO

Prima di iniziare la messa a punto propriamente detta, conviene predisporre il controllo di volume applicato al pannello posteriore su di una posizione che consenta un livello di riproduzione adeguato.

In seguito, portare il commutatore «Stop/Run» (arresto/funzionamento) sulla posizione «Run», e scegliere quindi il timbro tipico della grancassa. Premere il commutatore «Write», regolando poi il «tempo» ad un valore abbastanza rapido per ottenere una successione veloce di colpi di grancassa. In seguito il ritmo può essere rallentato, fino ad ottenere una successione di colpi abbastanza distanziati tra loro, per consentire di seguirli appropriatamente. A tale scopo occorre agire sul resistore variabile VR4.

In modo analogo, inserire i suoni dei bonghi bassi, dei bonghi alti e dei blocchi di legno. Per i primi, regolare VR7 fino ad ottenere oscillazioni continue, e quindi ruotare il comando in senso contrario, fino ad ottenere il suono migliore. Per i bonghi alti, regolare in modo analogo VR5.

Regolare quindi VR6 e VR8 fino ad ottenere un livello di intensità che si adatti a quello del suono della grancassa. Infine, inserire i blocchi di legno, ed effettuare la messa a punto in modo analogo, agendo su VR9.

Si tenga presente che tutti questi comandi di messa a punto esercitano una reciproca influenza, non per quanto riguarda il comportamento del circuito, bensì per quanto riguarda il risultato acustico globale. In sostanza, tutte le operazioni di messa a punto devono essere eseguite in modo da ottenere dei suoni che siano il più possibile paragonabili a quelli di una vera e propria batteria.

Dopo aver messo a punto tutti e quattro i generatori, la regolazione finale dell'intensità dei diversi suoni può essere effettuata mediante VR4, VR6, VR8 e VR9, mentre VR5 controlla le caratteristiche globali dei segnali di ingresso applicati al miscelatore.

Se durante una qualsiasi delle operazioni di messa a punto testé descritte si verifica improvvisamente la produzione di un soffio continuo, è necessario regolare meglio VR10, fino a verificarne la scomparsa totale.

A questo punto, neutralizzare tutti gli strumenti portando verso destra i commutatori di selezione, e premendo il pulsante «Write» tanto quanto basta per ottenere la scomparsa di tutti i suoni. In tali condizioni, regolare VR10 fino ad ottenere la produzione del soffio, e quindi retrocedere la messa a punto di questo comando, fino a constatare la scomparsa del soffio stesso.

Ciò fatto, inserire il timpano, e regolare VR11 in modo da ottenere suoni di intensità compatibile con quella degli altri generatori.

Gli ultimi tre generatori devono essere scelti uno alla volta, regolandone l'intensità dei segnali tramite VR12, VR13 e VR14.

Fig. 18 - Fotografia della basetta di supporto sulla quale sono state installate tutte le sorgenti di suoni nel prototipo. Le linee tratteggiate permettono di distinguere le diverse sezioni, che possono anche essere allestite separatamente. La terminologia che le distingue è la medesima che è stata adottata sul pannello frontale del generatore di ritmi.

LE COMBINAZIONI RITMICHE OTTENIBILI

Dopo la messa a punto finale che abbiamo appena descritto, il generatore di ritmi è pronto per l'uso. La tabella che riportiamo qui di seguito sintetizza i diversi tipi di ritmi che è possibile ottenere, in riferimento al numero di conteggio indicato al di

	0	1	2	3	4	5	6	7	0	1	2	3	4	5	6	7	Tempo base
VALZER VIENNESE	a	h			h	h	a	h			h	h					6/8
FOX-TROTT	a		h	h	a		h	h	a		h	h	a		h	h	4/4
SAMBA	a		f	a	a		h	h	a		f	a	a		h	h	4/4
QUICK-STEP	g/h		h		h		h		g/h				h		h		4/4
CHA-CHA-CHA	a			f	a		c	c	a			f	a		b	b	4/4
RUMBA	a	d		d	a	d	a	d	a	d		d	a	d	a	d	4/4
BOSSA-NOVA	a	c	c	a	a	c	c	c	a	c	c	a	a	c	c	c	4/4
TANGO	a			f	a		a	f	a			f	a		a	f	4/4
ROCK-AND-ROLL	a		b	b	a		b		a		b	b	a		b		4/4
MARCIA/POLKA	a		h		a		h		a		h		a		h		4/4
WESTERN	a			c			a			b	b						6/8
BEGUINE	a	g	c	c	b		c		a	g		b	c		c		4/4

Questa tabella sintetizza i diversi accoppiamenti che sono possibili a seconda del tipo di ritmo che si desidera produrre. Il significato delle lettere alfabetiche minuscole è il seguente: a) grancassa; b) bongo alto; c) bongo basso; d) blocchi di legno; e) timpano; f) tamburello; g) suono lungo di spazzola; h) suono breve di spazzola.

sopra di ciascuna colonna, mentre il relativo tipo di strumento viene rappresentato a sinistra.

I ritmi provenienti dalle diverse sorgenti possono essere programmati nel modo che segue, ma — naturalmente — è possibile ottenerne altri, tentando altre combinazioni.

La sequenza delle operazioni di programmazione è quella che segue.

1) Mettere in funzione il generatore, e regolare il volume fino ad ottenere un livello di ascolto soddisfacente, ascoltando qualsiasi sequenza casuale che possa presentarsi al momento dell'accensione.

2) Regolare il tempo su di un valore piuttosto rapido; predisporre poi tutti gli interruttori a leva orientandoli verso destra, e premere il pulsante «Write». Con questo sistema si neutralizza qualsiasi programma precedentemente impostato.

3) Predisporre il commutatore «Stop/Run» sulla posizione «Stop», e premere il pulsante «Reset». Con questa operazione si predispone il contatore all'inizio della sequenza indicata dal programma.

4) Regolare i commutatori del generatore a seconda del tipo di strumento di cui si desidera riprodurre i suoni, in base ai contrassegni riportati a sinistra; premere quindi il pulsante «Write» ed in seguito il pulsante «Step», per passare alla posizione successiva. Ripetere la fase numero 4, e riportare il commutatore «Stop/Run» sulla posizione «Run».

LA PROGRAMMAZIONE

La programmazione dello strumento dopo aver completato la sua costruzione non è un'operazione complessa, e richiede probabilmente un periodo di tempo di durata compresa tra un minimo di trenta ed un massimo di sessanta secondi, una volta acquisita la pratica necessaria.

Il commutatore «Stop/Run» viene innanzitutto portato sulla posizione «Stop». Con questa operazione si blocca il generatore di tempo a funzionamento libero, e si mette il contatore in grado di essere regolato a mano attraverso le sue sedici posizioni.

L'operazione successiva consiste nel premere il pulsante «Reset». Con questa operazione si azzera il contatore, e i circuiti ad esso associati vengono portati alle condizioni iniziali. Infatti, l'indicatore «Minitron» fornirà l'indicazione «O».

Durante la programmazione di un ritmo in 4/4, il contatore passerà attraverso i sedici conteggi, mentre il dispositivo «Minitron» fornirà indicazioni comprese tra 0 e 7 due volte, con un totale di sedici indicazioni.

Dopo aver azzerato il contatore, inserire i commutatori degli strumenti di cui si desidera produrre i suoni, in base alle diciture riportate sulla sinistra di ciascuno di essi, e premere il pulsante «Write». Premere poi il pulsante «Step», per far scattare il contatore sulla sua posizione successiva.

Per ottenere un intervallo musicale, occorre semplicemente lasciare tutti i commutatori in posizione orientata verso destra, e premere il pulsante «Write». In aggiunta, per neutralizzare completamente un programma, predisporre tutti i commutatori di selezione sulla posizione destra, portare il commutatore «Stop/Run» sulla posizione «Run», e ruotare completamente in senso orario il comando del tempo. Ciò fatto, premere e mantenere in posizione premuta il commutatore «Write». In tali condizioni il contatore continuerà a funzionare, senza però che venga prodotto alcun suono.

Infine, dopo aver programmato il ritmo voluto, portare il commutatore «Stop/Run», sulla posizione «Run», e regolare il tempo nel modo desiderato. Lo strumento, in tal modo predisposto, continuerà a produrre il ritmo programmato per uso qualsiasi degli otto generatori disponibili, con qualsiasi combinazione dei sedici battiti che possono essere prodotti, in modo ripetitivo, finché il generatore non viene spento o ri-programmato.

Sei rimasto alle valvole ai transistori o sei già arrivato ai microprocessori?

A qualunque punto sei il resto te lo diciamo noi.

ABBONATI!

NATA CON L'ELETTRONICA

BRITISH MADE

Fidelity Radio Limited

Modello UA8

Cambiadischi automatico con amplificatore stereo

Sezione amplificatore
Potenza massima: 8+8 W RMS
Frequenza: 40 Hz ÷ 15 kHz ±3 dB
Sezione cambiadischi
Cambiadischi automatico BSR
Completo di testina ceramica
Pressione di appoggio regolabile
Capacità: 8 dischi
Dimensioni: 540x380x166
Casse acustiche
Una via e un altoparlante
Altoparlante ellittico: 203x128 mm
Impedenza: 4 ohm
Cavo di collegamento: 3,6 metri
Dimensioni: 310x205x125
Codice: ZH/2048-00

Modello MC3

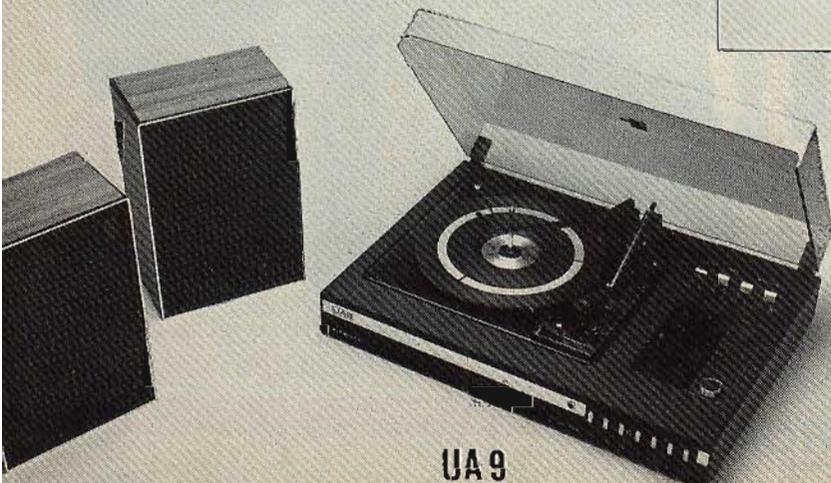
Sintoamplificatore stereo con cambiadischi e registratore a cassetta

Sezione sintonizzatore
Gamme d'onda: OL-OM-FM
Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 μV
FM 15 μV
Separazioni canali: 25 dB (a 1 kHz)
Controllo automatico della frequenza
Sezione amplificatore
Potenza massima: 8+8 W RMS
Distorsione: <1%
Sezione cambiadischi
Cambiadischi automatico BSR
Codice: ZH/2262-00
completo di testina ceramica
Dispositivo antisckating
Pressione di appoggio regolabile
Velocità di rotazione regolabile
Sezione registratore
Frequenza: 50 Hz ÷ 10 kHz ±3 dB
Distorsione: <0,4%
Rapporto S/D: 45 dB
Dimensioni: 540x380x166
Casse acustiche
Una via e un altoparlante
Altoparlante ellittico: 203X128 mm
Impedenza: 4 ohm
Cavo di collegamento: 3,6 metri
Dimensioni: 310x205x125

UA 8

Modello UA9

Sintoamplificatore stereo con cambiadischi

Sezione sintonizzatore
Gamme d'onda: OL-OM-FM
Sensibilità: OL 1 mV; OM 400 μV
FM 15 μV
Separazione canali: 25 dB (a 1 kHz)
Controllo automatico della frequenza
Sezione amplificatore
Potenza massima: 8+8 W RMS
Frequenza: 40 Hz ÷ 15 kHz ±3 dB
Sezione cambiadischi
Cambiadischi automatico BSR
completo di testina ceramica
Pressione di appoggio regolabile
Dispositivo antisckating
Dimensioni: 540x380x166
Casse acustiche
Una via e un altoparlante
Altoparlante ellittico: 203x128 mm
Impedenza: 4 ohm
Cavo di collegamento: 3,6 metri
Dimensioni: 310x205x125
Codice: ZH/2257-00

distribuiti dalla GBC

Ponte di misura per resistenze

Il circuito proposto non è elementare; anzi, al contrario, si tratta di un sofisticato e stabile apparecchio da laboratorio, che può avere un costo limitato grazie a diverse soluzioni circuitali molto moderne, ed alle risorse offerte dagli IC.

di Gianni BRAZIOLI

Crediamo che siano rari i nostri lettori che non hanno mai demolito qualche pannello ex computer. Da questa operazione solitamente si ricavano anche dei resistori estremamente precisi, «metal film», muniti di una tolleranza dello 0,5% e persino dello 0,2%.

Quindi, oggi, simili elementi, un tempo diffusi solo nei centri di ricerca, sono disponibili presso innumerevoli amatori.

Bene, allora, il lettore prenda un elemento allo 0,5% o allo 0,2%, azzeri con estrema cura il suo tester e lo misuri. Noterà che se il valore annunciato è, per esempio, 2.000 Ω lo strumento ne indica circa 1900, oppure 2100 o simili. Allora? I tanto decantati resistori dalla «stellina rossa» sono imprecisi? No: **è il tester ad esserlo**! Lo strumento «sbaglia». A seconda della marca e della qualità (nonché della portata che si usa; altra sorpresa, l'indicazione può variare passando da una scala all'altra) l'errore può essere modesto (dell'ordine del 2%) oppure grave. In determinati casi, escludendo la parallasse, può giungere persino al 10%.

Perché l'ohmmetro è impreciso? Ecco un ragionamento che ci porterebbe lontano, se volessimo approfondirlo; quindi diremo solamente che a causa di una ovvia concorrenza, i costruttori di questi strumenti non possono permettersi l'impiego di galvanometri (diciamo pure indicatori ad indice, se preferite) molto buoni. Escettuati tester piuttosto eccezionali come qualità ma anche come prezzo, genere Weston, gli altri impiegano più o meno tutti indicatori non perfettamente lineari; anzi imprecisi alle estremità delle scale e viziati da notevoli tolleranze costruttive meccanico-elettriche.

Certi multimetri giapponesi da poco prezzo, in questo senso (negativo) sono assolutamente eccezionali, ma anche gli altri non scherzano. Se alla mancanza di linearità dell'indicatore si sommano le imprecisioni delle altre parti, un certo fattore d'insicurezza introdotto dal sistema di protezione a diodi e via dicendo, si vede che l'ohmmetro **non può** essere preciso, e serve solo per indicazioni generiche. Ora, non di rado si debbono ottenere misurazioni assolutamente sicure in Ohm, come quando si elabora uno shunt, si scelgono gli elementi che devono far parte di un attenuatore o del divisore di tensione posto all'ingresso di un voltmetro, o in innumerevoli altre occasioni.

E, in tutti questi casi, se possediamo solamente il tester, o un voltme-

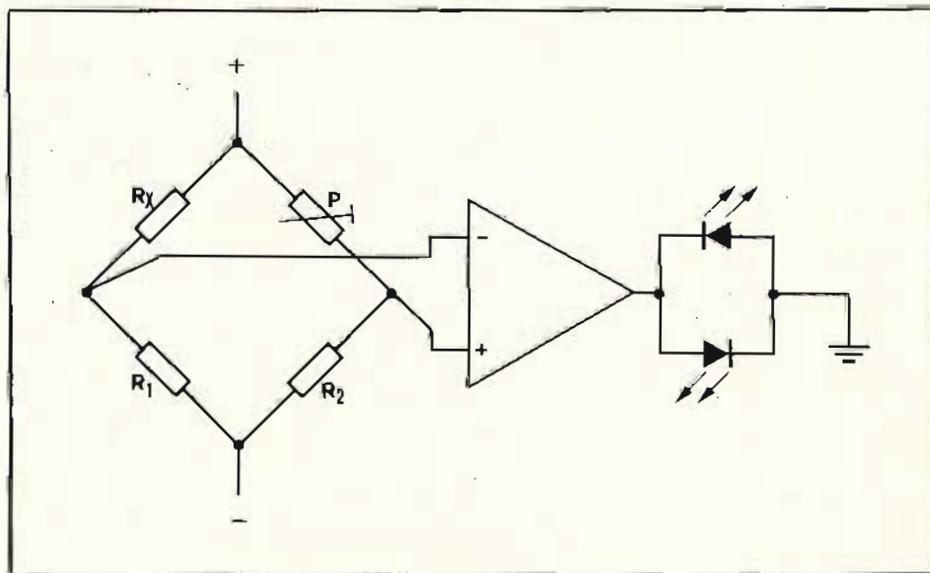



Fig. 1 - Schema di principio del ponte di misura per resistenze.

tro elettronico che presenta i medesimi difetti, per questa funzione, come la mettiamo?

La mettiamo assai male, perché non possiamo concedere fiducia alle misure.

Ed allora? Come si può avere l'affidabilità necessaria?

La risposta è una sola: **si deve impiegare il ponte di misura.** Qui forse al lettore «cadranno le braccia»: com'è noto, i ponti o sono difficilissimi da realizzare, o, se già pronti costano cifre impratiche: un milione, ad esempio, per un buon PYE, altrettanto per un L & M.

Allora? Allora, proponiamo qui un nostro elaboratore che non ha la pretesa di rivaleggiare con gli anzidetti, però è in grado di offrire una precisione di lettura dell'ordine dello 0,2 per cento. Uno scarto che rientra già nel campo **professionale.**

Non si pensi che tale esattezza sia ottenuta con un circuito incredibilmente complicato. Gli elementi attivi sono due soli; IC ovviamente, ma di tipo comune e piuttosto economico. Inoltre non si impiega il «solito» microamperometro a zero centrale dal prezzo scoraggiante.

Ciò premesso non resta che vedere il circuito di principio: figura 1.

Questo può essere meglio compreso se si tiene presente come funzioni un amplificatore operazionale IC, come quello che equipaggia il sistema. L'op-amp, così detto per brevità, ha un ingresso detto «non invertente» e siglato «+» ed uno «invertente» marcato «—». Se una tensione positiva è presentata al primo, la ritroviamo più grande all'uscita. Se un'altra è contemporaneamente portata al secondo, all'uscita si avrà la somma algebrica dei due, visto che, appunto, l'ingresso «—» inverte.

Ciò dal punto di vista elementare, che considera l'amplificatore come un sistema perfetto. In pratica, le cose non sono così semplici, visto che se gli ingressi hanno un valore di polarizzazione eguale, non si ha il prevedibile zero all'uscita determinato dall'amplificazione pari ed inversa, dei due rami. Anzi, appare quasi sempre una tensione «offset» (cioè scentrata, o «fuori-zero») che può essere compensata solo da un sistema di «nulling» (azzeramento) che «pareggi» le correnti nei due ingressi. Tale «nulling» nei circuiti integrati di tipo meno recente, può essere piuttosto complicato, con un partitore di tensione ed un potenziometro equilibratore.

Negli elementi più moderni, invece è un semplice trimmer da collegare a due terminali appositamente previsti.

Torniamo ora al nostro circuito di principio, dopo questa sommaria e forse lacunosa spiegazione, che però sarà stata utile a chi di «op-amp» non ne masticava proprio «null».

Nella figura notiamo che il ponte, per il valore di resistenza incognito è classico, con R1 ed R2 fissi, RX ramo di misura e P equilibratore.

Solo, al posto del classico galvanometro connesso trasversalmente, abbiamo appunto l'amplificatore differenziale. Considerando come ottenuta la compensazione dell'offset, in tal modo, quando il ponte è esattamente bilanciato l'uscita dell'IC ha un valore di zero, e ambedue i LED connessi all'uscita rimangono spenti. Se invece esiste il più piccolo squilibrio, l'op-amp conduce o al positivo o al negativo, amplificando la corrente «differenza» vista dagli ingressi. Tale corrente produce l'accensione di uno dei due diodi elettroluminescenti che manifesta lo stato di sbilanciamento come, negli strumenti «classici», si aveva la medesima segnalazione data dallo spostamento dell'indice di un microamperometro a zero centrale verso uno dei due fondo-scala. V'è però da considerare che i diodi costano poche centinaia di lire, mentre un indicatore come detto ha un prezzo... «scoraggiante»: oltre dieci o quindici volte quello dei LED. La perdita in fatto di sensibilità, con questo tipo di rivelatore, non è molto significante, posto il grande guadagno offerto dall'IC.

Ora, il circuito definitivo è senza dubbio facile da comprendere; figura 2. In questo, ad ottenere **una serie** di scale di misura si è introdotta una scala di resistori-campione, da R10 ad R17. Scegliendo tra queste, per mezzo di S1, si può ottenere una portata di 0,1 Ohm minima e 10 Mega Ohm massima con tutti i valori intermedi. Il che consente una **grande** precisione di lettura. L'offset è annullato dal P3. Il potenziometro che equilibra il ponte P1, tramite una demoltiplica offre la possibilità di raggiungere una taratura minuziosa.

E' interessante notare, che grazie al circuito, nell'elemento in prova RX,

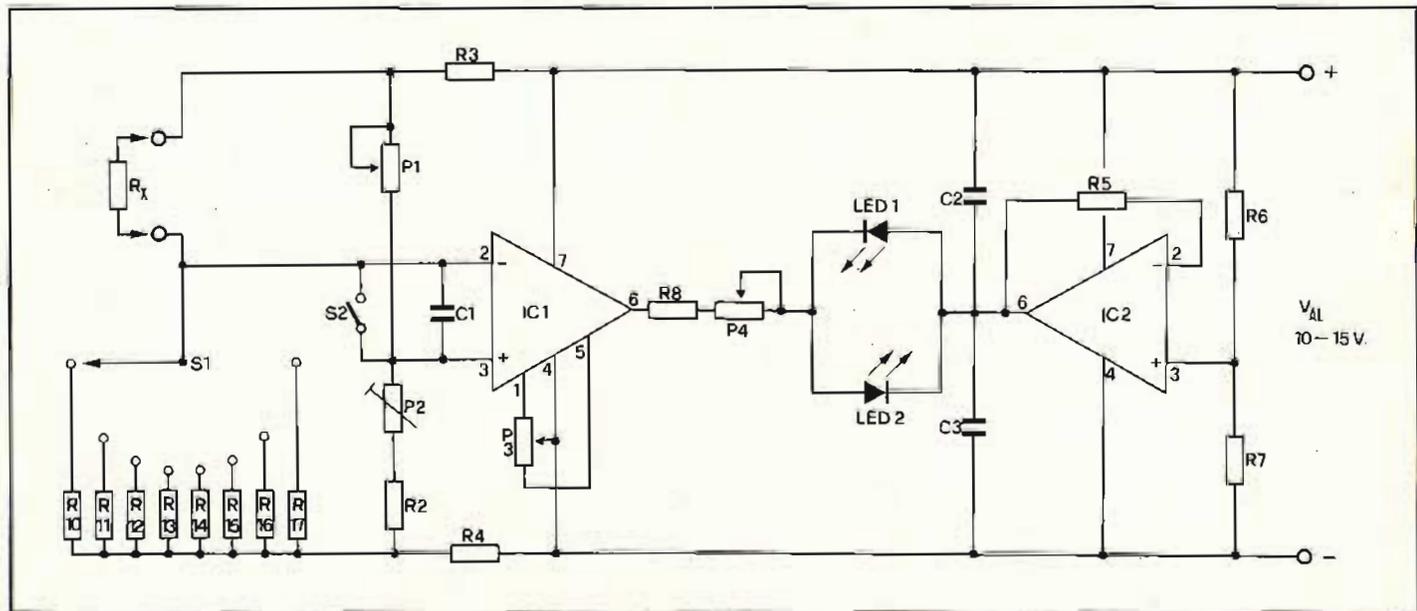



Fig. 2 - Schema elettrico del ponte.

circola una corrente molto bassa che determina un massimo di dissipazione non più grande di 100 mW; in tal modo, anche un resistore da **un ottavo** di W può essere provato senza la minima preoccupazione, il che non vale in altre disposizioni più rudimentali.

Il display dell'azzeramento (la coppia di LED) è protetto da una eccessiva corrente per mezzo di R8, mentre il controllo semifisso P4 consente di stabilire il massimo livello luminoso. Se si vuole, P4 può anche essere omesso, collegando direttamente i diodi elettroluminescenti ad R8.

E' noto che i ponti di Wheatstone e derivati, come questo, sono limitatamente influenzati dalla tensione di alimentazione se il loro calcolo è ben fatto. Ciò resta vero, però nel nostro strumento è necessario proteggere da una corrente eccessiva IC1 ed il relativo rivelatore luminoso. Si prevede quindi l'impiego dell'IC2 (un normale µA 741) che funge da regolatore mediante R6-R7 (sorgente di riferimento) ed R5 (elemento di reazione che equilibra di continuo lo stato di conduzione e consente di non superare i limiti previsti).

I condensatori C2 e C3 spengono qualunque tendenza all'innesco che si manifestasse nel circuito.

Grazie all'impiego di questo secondo IC, che non appariva nello schema di principio compiendo una funzione, come si è visto, secondaria, potendo — al limite — essere surrogato da una sorgente di tensione stabilizzata e da un divisore, non è richiesta una CC di ingresso rigidamente fissa, ma anzi, serve qualunque valore compreso tra 10 e 15 V, senza alcun problema che non sia un ottimo filtraggio.

Con il che abbiamo visto «come funzioni» il ponte, senza trascurare alcun dettaglio significante; passiamo quindi alle note di montaggio.

Il principale settore del ponte, è una basetta stampata da 120 per 70 mm che regge IC1; IC2, i resistori fissi, i condensatori e P2. Le piste di questo pannello si vedono in scala 1:1 (in grandezza naturale) nella fig. 3.

Tutti i controlli da usare di continuo sono esterni, e collegati al gruppo principale mediante conduttori flessibili dalla lunghezza non molto significante: questo non è un apparecchio in cui circoli la radiofrequenza, ma solo tensioni e correnti CC.

Quale contenitore noi consigliamo di adottare una scatola Amtron GBC « 00/3009-10 » dall'eleganza tecnica asciutta e razionale. Sul pannello di questa si fisseranno S1 e P3, e se è previsto, P4. Inoltre, cercando di sistemare il tutto in bella geometria, anche S2, e la coppia di LED che potranno essere trattenuti da griffe di tipo consueto. P1 necessita di una demoltiplica, quindi sarà trattenuto internamente da una squadra, ed il sistema rallentatore troverà posto sul pannello affrancato dalle tre viti previste. Ovviamentè per RX si dovranno prevedere due serrafili di buona qualità.

Il cablaggio della basetta stampata (fig. 3-4) è estremamente semplice, basta orientare bene gli IC ed il più è fatto, però non si devono fissare stabilmente P2 ed R2, bensì prevedere per questi dei terminali provvisori che consentano la dissaldatura, come vedremo in seguito. Questi terminali possono essere rappresentati da fili rigidi in rame nudo. I numerosi fili flessibili che giungono ai controlli devono giungere direttamente alle piste, oppure far capo ad innesti a spinotti-

ELENCO COMPONENTI

R10	- resistore da 1 Ω - 0,5% - 1/4 W
R11	- resistore da 10 Ω - 0,5% - 1/4 W
R12	- resistore da 100 Ω - 0,5% - 1/4 W
R13	- resistore da 1 kΩ - 0,5% - 1/4 W
R14	- resistore da 10 kΩ - 0,5% - 1/4 W
R15	- ressitore da 100 kΩ - 0,5% - 1/4 W
R16	- resistore da 1 MΩ - 0,5% - 1/4 W
R17	- resistore da 10 MΩ - 0,5% - 1/4 W
R2	- resistore da 9,1 kΩ - 5% - a filo (2)
R3-R4	- resistori da 470 Ω - 5% - 1/2 W
R5	- resistore da 2,7 kΩ - 5% - 1/2 W
R6-R7	- resistori da 4,7 kΩ - 5% - 1/2 W
R8	- resistore da 330 Ω - 5% - 1/4 W
P1	- potenziometro a filo 10 kΩ; ottima linearità (migliore dello 0,5%)
P2	- trimmer 20 giri da 2 kΩ
P3	- potenziometro a filo demoltiplicato da 10 kΩ
P4	- (facoltativò) potenziometro a filo da 2,2 kΩ
C1-C2-C3	- condensatori ceramici da 0,1 µF 50 VI
LED1-LED2	- diodi elettroluminescenti qualsiasi tipo
IC1	- integrato AD0042C (National)
IC2	- integrato 741
S1	- commutatore buona qualità 1 via, 8 posizioni
S2	- interruttore semplice

Fig. 3 - Circuito stampato del ponte visto dal lato rame in scala 1:1.

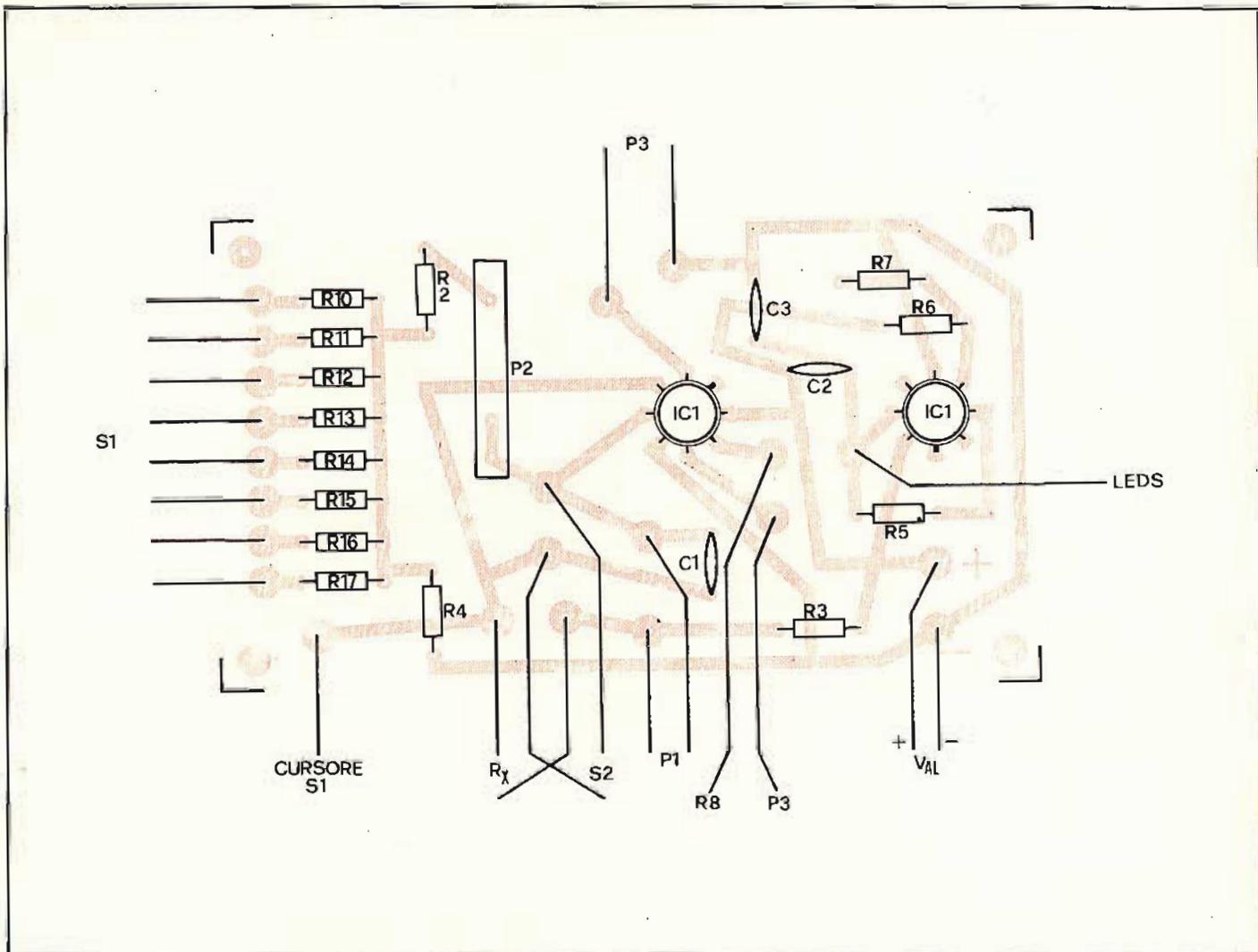



Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di figura 3.

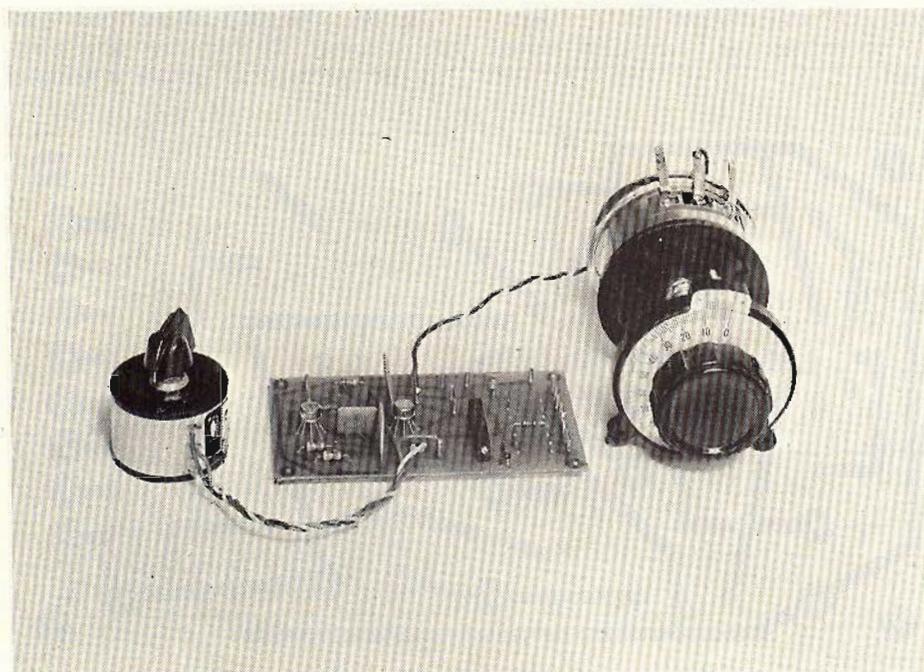



Fig. 5 - Prototipo non ultimato del ponte di misura per resistenze.

no (come nel prototipo) **che son da preferire.**

Non vale la pena di parlare del cablaggio dei condensatori e delle resistenze fisse, piuttosto è da raccomandare l'impiego **di fili flessibili dal vario colore** per la connessione ai vari controlli, **sì che non siano possibili inversioni.**

Terminato il lavoro di cablaggio, anche se provvisorio per R2-P2 si lascerà il contenitore privo di coperchio e di fondo per procedere facilmente alla regolazione, senza fissare la basetta principale sul pianale per le ragioni che tratteremo tra poco.

Notoriamente i ponti di misura sono un po' «noiosini» da mettere a punto, e purtroppo anche il nostro non può fare eccezione, comunque, procedendo con la necessaria attenzione e pazienza, non vi è nulla di irragiungibile. La serie di manovre che consente di non sprecare troppo tempo è la seguente.

Con l'apparecchio connesso alla «Val», e dopo aver effettuato tutti i possibili riscontri sul cablagio, si commuterà S1 per porre in circuito la R14 da 10.000 Ω.

Ai serrafili di ingresso, come Rx, si collegherà una serie formata da un resistore da 6.800 Ω e da un trimmer multigiri (genere Trimpot) da 5.000 Ω.

Si porrà «P1» alla fine corsa.

In queste condizioni si compenserà l'offset, chiudendo S2 e manovrando P3. Subito dopo, con un cacciavitino si ruoterà il trimmer collegato all'ingresso (sul pannello, ai serrafili con il resistore da 6800 Ω) sin che ambedue i LED risultino **completamente** bui. Ora, inizia la fase un poco seccante; sarà necessario staccare P1 dal circuito e così la serie P2-R2 e procedere all'inversione dei collegamenti.

In queste condizioni, si riaggiusteranno P2 ed il trimmer facente parte della serie di prova, da 5.000 Ω, cercando il nuovo equilibrio del ponte.

Si riassetterà tutto secondo il circuito elettrico.

Se un LED si accende, sarà necessario un nuovo scambio delle connessioni, con una ulteriore e molto paziente taratura del P2 e del trimmer esterno.

Così, sin che l'apparecchio è definitivamente stabile.

Le caratteristiche del ponte sono tali, per cui regolata una gamma di misura, anche le altre risultano allineate. Si potrà quindi fissare definitivamente la coppia R2-P2, ed eventualmente effettuare diverse prove con resistori fissi dal valore che ricada nelle decine di Ohm, nelle centinaia, nelle migliaia. Si noterà che il ponte si equilibria con ottima gradualità e precisione, manifestando un «Null» (spegnimento di entrambe i LED) molto netto.

L'ultimo compito che attende il costruttore, è la tracciatura di una curva, che riporti la relazione precisa tra la scala della demoltiplica ed il valore in Ohm, decine di Ohm, centinaia, migliaia etc. Tale curva potrà essere riportata per rimanere nel campo professionale, su di una pellicola per diagrammi, di tipo millimetrato, quindi la si potrà applicare sul coperchio dello strumento per una facile consultazione in caso di incertezza: il ponte infatti, non lo si impiega proprio tutti i giorni, salvo se non si compiono particolari lavori di progetto, quindi è possibile che la pratica acquisita all'inizio possa essere dimenticata.

a cura di I. WILSON

Possibilità e applicazioni dei semiconduttori

1 AMPLIFICATORE A LARGA BANDA A DUE STADI DA 1÷1000 MHz

Le qualità in alta frequenza che contraddistinguono il transistore al silicio per UHF tipo BFT 65, come l'alto guadagno dello stadio, basso rumore e piccola distorsione, vengono dimostrate nell'esempio dell'amplificatore a larga banda a due stadi, di fig. 1. L'amplificatore, realizzato con 2 x BFT 65, è costruito su una piastrina di mm 50x50, esso permette una amplificazione di 20 dB nel campo di frequenza da 1 sino a 1000 MHz con un numero di rumore di 5 dB.

La tensione di uscita, con una attenuazione di intermodulazione di 60 dB, ammonta a 130 mV; la corrente di collettore del primo transistore T1 è regolata su 8 mA e nel secondo stadio T2 su 20 mA. La curva di guadagno a larga banda è regolata mediante una controreazione sull'emettitore, di 15 Ω. Per evitare una caduta di tensione addizionale nel campo delle frequenze più elevate per l'effetto relativo della induttanza di emettitore, la combinazione di controreazione 15 Ω || 12 pF sarà il più possibile priva di induttanza; pertanto i condensatori di emettitore sono accordati in modo che alle frequenze > 500 MHz viene compensata la crescente influenza della induttanza di emettitore. L'adattamento di impedenza all'ingresso e all'uscita di ogni stadio avviene tramite la reazione in parallelo di 330 Ω; le induttanze L1 e L2 correggono nel campo di frequenze > 600 MHz, la risposta di fase del risultante effetto reattivo in modo tale che, nonostante il crescente valore di conduttanza di ingresso del transistore, viene mantenuto l'adattamento di impedenza.

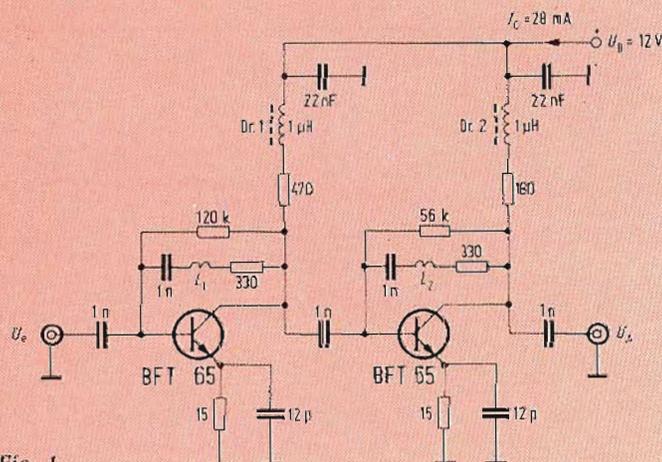



Fig. 1

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	Ub = 12 V
Corrente assorbita:	Ib = ca. 28 mA
Amplificazione:	Ap = > 20 dB (1 ÷ 1000 MHz, Rg = R_L = 60 Ω)
Numero di rumore:	F < 5 dB (1 ÷ 1000 MHz, Rg = R_L = 60 Ω)
Rapporto onde stazionarie:	S < 2 (1 ÷ 1000 MHz, Rg = R_L = 60 Ω)
Tensione di uscita:	Ua = 130 mV (f = 800 MHz, Rg = R_L = 60 Ω)
Attenuazione di intermodulazione:	d_{IM} > 60 dB
Dr1-Dr2:	bobine con 2 spire rame Ø 0,25 mm su nucleo a tubetto a due fori B 62L52 A0007x001 (l = 7,25 mm, s = 6,2 mm, h = 4,2 mm)
L1-L2:	I fili di attacco di R2, R6 vengono avvolti su un cartoccio con ca. 3 spire su corpo di Ø 2,5 mm
1 nF:	condensatore a disco da 30 V
22 nF:	condensatore a disco da 30 V
12 pF:	condensatori trapezoidali
15 Ω:	resistenze antiinduttive (strato)

2 AMPLIFICATORE D'ANTENNA A TRE STADI A LARGA BANDA

L'amplificatore d'antenna a larga banda di fig. 2, è stato realizzato a tre stadi con il transistore per UHF BFT 12; rumore e intermodulazione dell'amplificatore dimostrano il grande campo dinamico di questo transistore finale per alta frequenza.

Un largo e lineare campo di pilotaggio viene già ottenuto con una potenza dissipata di 0,5 W, con la sua custodia speciale a T in plastica si ottengono elevate prestazioni riguardanti proprietà della custodia in alta frequenza, dissipazione del calore ed economicità. Nell'esempio presentato viene raggiunta una resistenza termica di Rth = 120 °C/W; con aggiunta di particolari dispositivi di protezione per l'affidabilità il transistore BFT 12 soddisfa tutte le esigenze dei circuiti professionali. Tutti i tre stadi dell'amplificatore sono equipaggiati con il BFT 12, e il principio circuitale è identico nei tre stadi. Il circuito di regolazione, con i transistori T4 e T5, stabilizza il punto di lavoro dello stadio amplificatore T1, la base del T1 è raccordata tramite una induttanza D1 allo emettitore del T4 e la impedenza del generatore di questa successione di emettitore ammonta a 3 sino 4 Ω. Dal lato collettore, mediante l'inserimento dell'impedenza D2 e condensatore C2, si ottiene una caratteristica di attenuazione di un filtro passa-basso con piccola impedenza per il campo di frequenza video. Ambedue gli accorgimenti riducono la formazione di frequenze disturbanti di miscelazione, elevano la tensione Vu ottenibile in uscita, riferita ad un dato rapporto di intermodulazione, e migliorano il campo dinamico dell'amplificatore. Per la contemporanea trasduzione di un segnale video composito si possono formare sui componenti non lineari (per esempio transistori) frequenze di disturbo per modulazione incrociata o intermodulazione; in generale questi disturbi vengono derivati dal membro alla terza potenza dello sviluppo di serie della caratteristica, ma si è riscontrato che gli spettri dei disturbi, che provengono dal membro alla seconda potenza, sono sovrapposti ai disturbi suddetti. Negli stadi a transistor a emettitore comune compaiono tensioni di disturbo a frequenza video, scaturite dal membro del secondo ordine della caratteristica, agli attacchi di base e collettore. Mediante impedenze a bassa resistenza ohmica su questi collegamenti si può ridurre la formazione delle tensioni di disturbo nel completo campo video. Con ciò viene diminuita la modulazione del segnale utile da parte di queste tensioni di disturbo a frequenza video e si riscontra un miglior comportamento alla intermodulazione e modulazione incrociata.

DATI TECNICI	
Tensione di alimentazione:	Ub = 13,5 V
Corrente assorbita:	I = 205 mA
Numero degli stadi di amplificazione:	n = 3
Campo di frequenza:	20 sino 860 MHz
Amplificazione di potenza:	A_p = 24 dB
(con Rg = R_L = 60 Ω e f = 800 MHz)	
Numero di rumore:	F = 7,5 dB
(con Rg = R_L = 60 Ω e f = 800 MHz)	
Tensione di uscita:	Ua = 400 mV
(con Rg = R_L = 60 Ω, f = 800 MHz e IMA = 60 dB con il metodo delle due emittenti)	

Fig. 2

3 SELEZIONE DI PROGRAMMI A TASTI SENSORIALI

I circuiti integrati SAS 580 e SAS 590 sono stati previsti per impieghi con tasti sensoriali specialmente nella scelta elettronica di programmi; lo schema di fig. 4 è previsto per otto programmi e la scelta avviene mediante il tocco dei tasti BT1/BT4 per SAS 580 e BT5/BT8 per il SAS 590. Un programma precedentemente scelto viene cancellato tramite il reciproco accoppiamento degli integrati all'attacco 18.

Il SAS 580 e 590 sono equipaggiati anche di un contatore ciclico per l'avanzamento automatico, la commutazione ha luogo con un impulso all'ingresso I_z di 5 ÷ 10 Vpp con tempo di salita sotto 1 μs, la durata non ha importanza. Il collegamento dal SAS 580 al SAS 590 avviene tramite l'allacciamento RZ fra gli attacchi 10 e 17. Al decorso di tutti i programmi il circuito riprende dal primo; la frequenza degli impulsi può ammontare sino a 10 kHz.

I potenziometri P agli attacchi 12...15 servono per la taratura della tensione di sintonizzazione; il circuito a diodo Zener TAA 550 provvede alla stabilizzazione della tensione.

Agli attacchi 3, 5, 7 e 9 si trovano transistori NPN di uscita con collettore libero, che si commutano in sincronia col circuito, la corrente di uscita ammonta a 55 mA in modo che si possono alimentare unità di segnalazione come lampada al neon, diodi luminescenti, nello schema presente allo scopo è stato prevista una valvola numerica ZM 1180. Queste uscite a transistori possono comandare pure automatiche commutazioni di banda, i commutatori S pertanto servono per la scelta delle bande. I diodi BAY 45 proteggono i transistori BC 238 dalle elevate tensioni di funzionamento della valvola numerica. Una tensione sotto i 0,5 V all'attacco 17 del SAS 580 mette fuori esercizio i tasti sensoriali BT e il contatore ciclico, nello schema è previsto allo scopo il deviatore S1 verso massa, la corrispondente informazione del tasto rimane mantenuta. Il circuito in questa condizione è adatto per lo stato di prefunzionamento, la tensione di alimentazione deve in questo caso essere abbassata a Us = 12 V. Il numero dei canali può venire aumentato a piacere con l'aggiunta di elementi SAS 590, mentre il SAS 580 permane unico. Gli attacchi 18 e 11 nell'ampliamento verranno collegati in parallelo, inoltre il collegamento RZ allaccia il successivo elemento al precedente. I tasti sensoriali BT sono collegati tramite resistenze da 10 MΩ e 3,3 MΩ per rispettare le norme VDE per le apparecchiature senza separazione dalla rete. Il condensatore C sopprime eventuali influenze di disturbo, come per esempio tensione residua di ronzio.

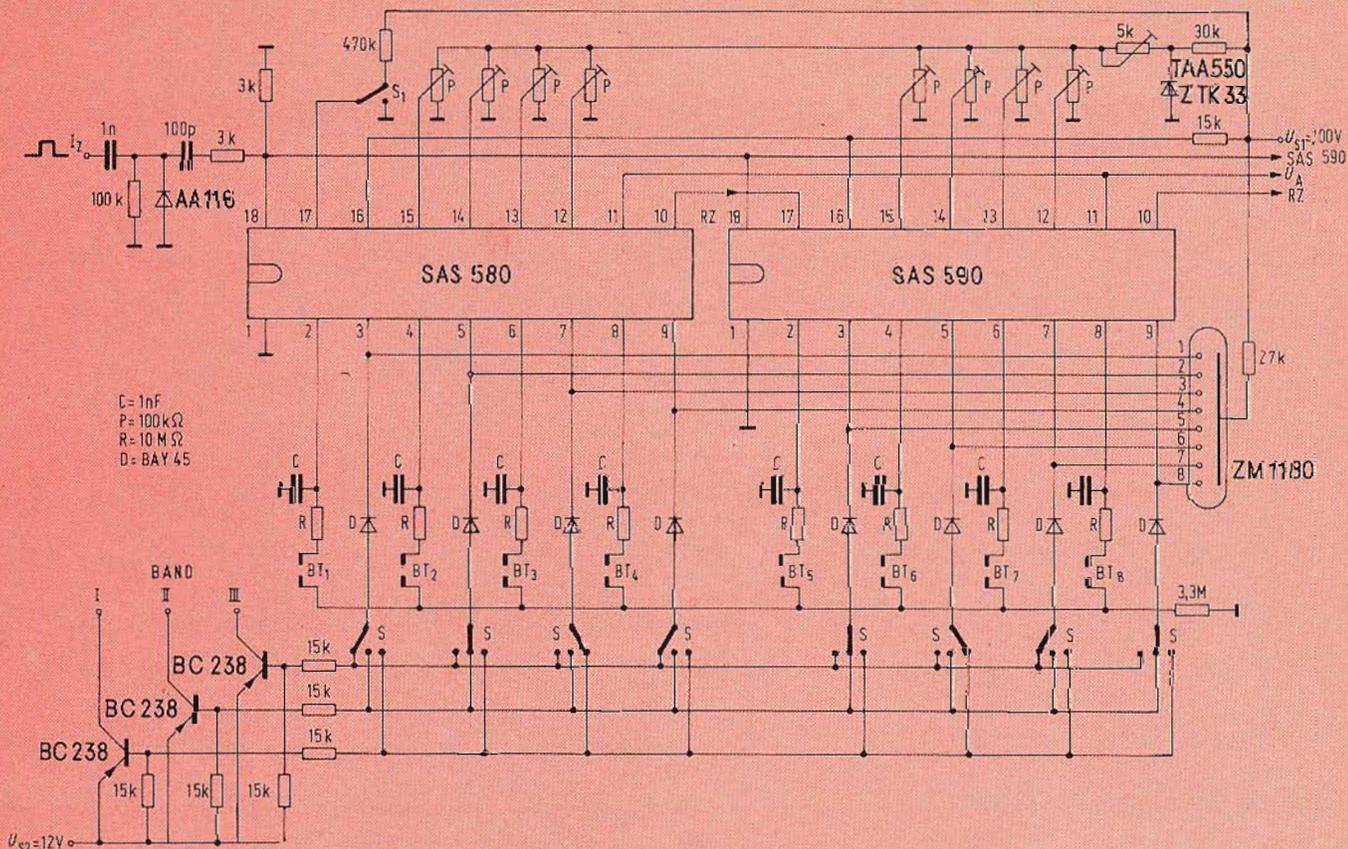



Fig. 3

4 COMANDO DI TRIAC CON FOTOTRANSISTORI IN C.A.

I fototransistori vengono usati per circuiti di regolazione di luce, interruttori crepuscolari, regolatori o indicatori di posizione, impianti di allarme, barriere luminose ecc; in molti circuiti le lampade, i motori, i segnalatori di allarme, funzionano in corrente alternata come pure funzionano in corrente alternata i nuovi tipi di fototransistori di cui viene qui illustrato come esempio un circuito di comando di triac. Si possono così realizzare circuiti che non sarebbero possibili coi normali fototransistori. La fig. 3 illustra uno schema con cui, in dipendenza della variazione della luce, si comanda l'angolo di conduzione del triac T1.

Agli attacchi A e B si trova la tensione alternata di rete; il carico, costituito da una lampada, è comandato dal triac inserito in serie. Il circuito di innesco del triac consta, in modo usuale, della resistenza R4, dal condensatore C1 e dall'elemento trigger T2. Caratteristico in questo schema è il parallelo del fototransistore T3 sul condensatore; quanto più viene illuminato tanto maggiore è il carico così che tanto più lentamente la tensione al condensatore C1 raggiunge la tensione di innesco del trigger T2. Corrispondentemente risulta più breve il tempo di

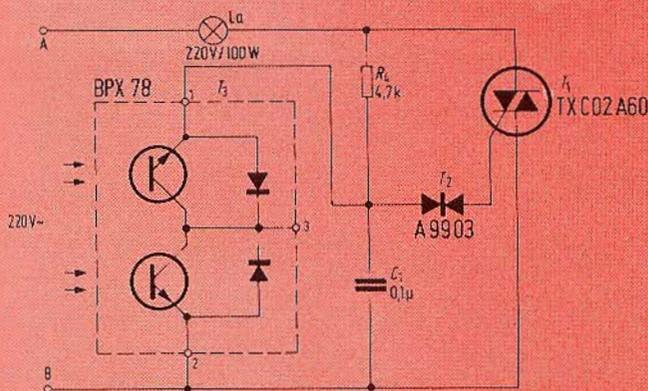



Fig. 4

passaggio di corrente nel triac e pertanto minore la potenza dissipata sulla resistenza di carico; se questa è una lampada che illumina il fototransistore allora il dispositvo è un semplice regolatore di luce. Possono venire realizzati diverse regolazioni e azionamenti, per esempio regolatori di posizione nei quali la intensità della luce che colpisce il fototransistore sarà in funzione della posizione di una sorgente luminosa, di una fessura o simili. In questi casi il carico sarà un motore elettrico, è allora importante la simmetria della caratteristica del fototransistore per le due polarità della tensione applicata, in caso diverso risulta differente il decorso della corrente nelle due semionde, provocando così una molesta corrente continua attraverso il motore. A confronto con le fotoresistenze il fototransistore a corrente alternata presenta il vantaggio che la sua inerzia è trascurabile. Possono quindi nei circuiti di regolazioni venire impiegate maggiori amplificazioni senza che subentrino inneschi.

5 COMPENSAZIONE DEL COEFFICIENTE DI TEMPERATURA DEI DIODI LUMINESCENTI

L'intensità di emissione dei diodi luminescenti è dipendente dalla temperatura e per molte applicazioni ciò può essere un inconveniente. Si può compensare mediante un termistore in serie al diodo, ma l'effetto risulta limitato ad un ristretto campo di temperatura, poichè il termistore ha un coefficiente di temperatura con un andamento diverso di quello del diodo. Il grafico di fig. 5 mostra nella curva «a» l'intensità di emissione I_L di un diodo luminescente in funzione della temperatura ambiente ϑ_u, con una corrente diretta $I_F = 10$ mA. Per diminuire l'influenza della temperatura entro un vasto campo è proposto lo schema di fig. 6.

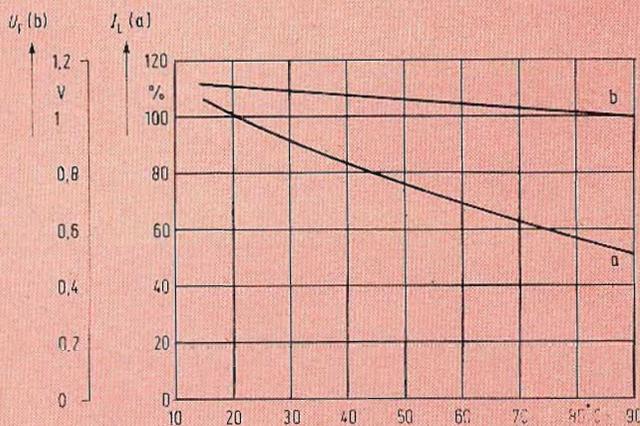



Fig. 5

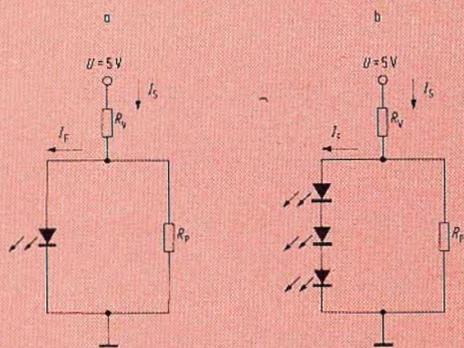



Fig. 6

a - singolo diodo luminescente

b - tre diodi in serie
Rv resistenza in serie al parallelo
Rp resistenza in parallelo al diodo
Is corrente totale
I_F corrente attraverso il diodo

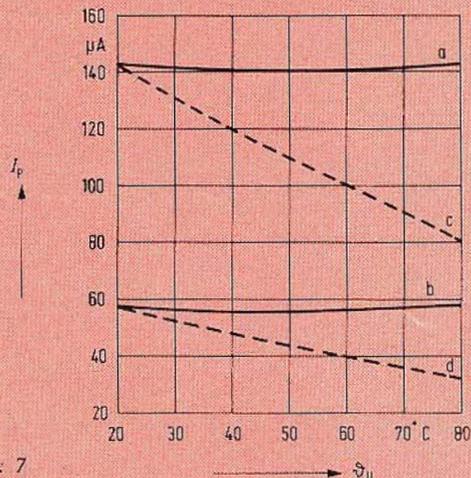



Fig. 7

a, b Con circuito di compensazione (————)
a) I_F = 10 mA, Is = 88 mA, Rv = 41 Ω, Rp = 13 Ω
b) I_F = 5 mA, Is = 44 mA, Rv = 88 Ω, Rp = 27,5 Ω

c, d Senza circuito di compensazione (– – – –)
c) I_F = Is = 10 mA
d) I_F = Is = 5 mA
I_F, Is a ϑ_u = 20 °C

La tensione V_F sul diodo diminuisce col salire della temperatura, curva «b» della fig. 5, pertanto si ripartisce diversamente la corrente nel circuito parallelo a favore del diodo luminescente, aumenta pure la corrente totale. Con un ottimale dimensionamento delle resistenze Rv e Rp attraverso il diodo scorrerà con l'aumento della temperatura una proporzionale maggior corrente, è evidente come questa compensazione è circa costante entro un vasto campo di temperatura.

La curva «a» della figura 7 riporta l'andamento della emissione del diodo luminescente CQY 17 in funzione della temperatura, provvisto di compensazione secondo lo schema di fig. 6; per la misura della emissione è stata presa in esame la fotocorrente Ip di un fotodiodo usato come ricevitore il quale, avendo un coefficiente di temperatura molto minore di quello del diodo luminescente, non influisce sui risultati della misura.

La curva «c» (fig. 7) mostra per paragone l'emissione di un diodo luminescente CQY 17 in un circuito normale senza la resistenza Rp. Le curve «b» e «d» della fig. 7 sono il risultato delle misure con le stesse disposizioni ma con corrente $I_F = 5$ mA. Il circuito di compensazione può essere usato anche per più diodi luminescenti in serie vedi fig. 6-b e in questo caso la compensazione è più efficace e si ha il vantaggio di ottenere l'eguale risultato con minore corrente totale. In generale tanto più piccola è la corrente totale necessaria di compensazione quanto minore è la resistenza Rv.

6 MISURATORE DI INTENSITÀ LUMINOSA

Lo schema di fig. 8 riporta un circuito di misura logaritimca della intensità di luce ed impiega un fotodiodo al silicio tipo BPX 91 con cui l'intensità luminosa viene convertita in una tensione esponenziale (max. 400 mV verso massa con 10^5 Lx).

Il fotodiodo a vuoto dà una tensione di uscita che è funzione logaritmica della intensità di luce, il transistore BCY 58 amplifica la fotocorrente e con la sua giunzione diodo base-emettitore compensa il coefficiente di temperatura del fotodiodo.

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	± 15 V
Corrente assorbita:	ca. 15 mA
Tensione di uscita con E = 10^5 Lx:	0 sino 600 mV (regolabile mediante taratura)
Minima intensità di luce (con lampada a incandescenza senza filtro):	≈ 1,5 Lx
con filtro:	≈ 15 Lx
Filtro di correnzione: (ditta Schott & Gen, Mainz)	BG 38 spessore 2 mm

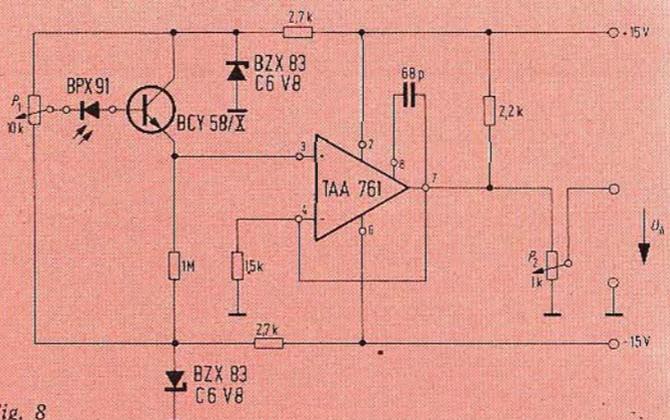



Fig. 8

Attraverso un amplificatore operazionale (A = 1) e un potenziometro viene prelevata la tensione di uscita con circuito a bassa resistenza ohmica. La taratura avviene come segue:

1) Fotodiodo in corto circuito, regolare P1 sino che Vu diventi 0.
2) Togliere il corto circuito, massima intensità di luce sul fotodiodo, regolando P2 ricavare il massimo valore richiesto della tensione di uscita Vu (400 mV).

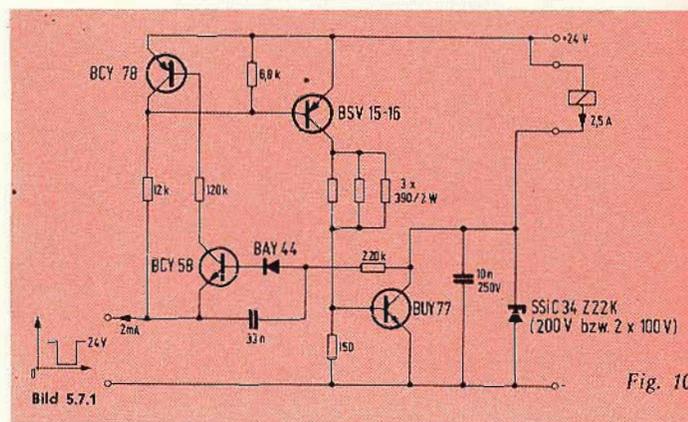
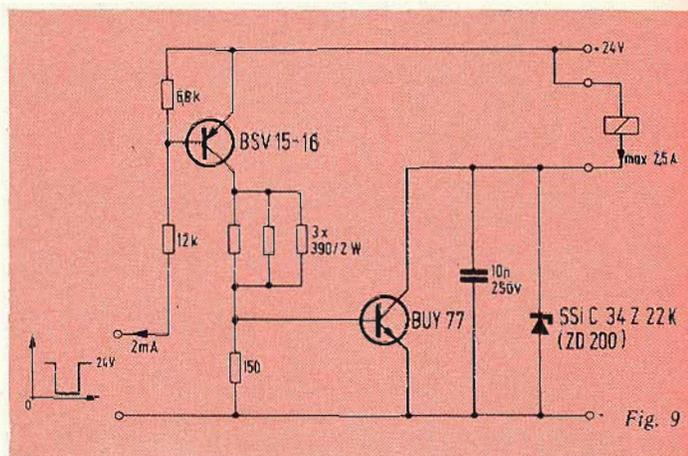
Si deve tener presente che la sensibilità spettrale del fotodiodo non corrisponde a quella dell'occhio umano poiché sulla sensibilità dell'occhio, è necessario l'impiego davanti al fotodiodo di un filtro ottico di correzione, si ha così una esatta correlazione fra il valore indicato dal luxmetro e la misurata tensione.

7 AMPLIFICATORE DI COMMUTAZIONE 24V - 2A

Nelle elettrovalvole che funzionano con elevate successioni di inserzione, si creano forti picchi di tensioni indotte che non possono essere soppressi con normali diodi poiché si provocano intollerabili ritardi alla caduta. Vengono qui riportati due amplificatori di commutazione, fra cui una versione protetta al corto circuito, realizzati con stadio finale a transistor a tripla diffusione con elevata tensione di blocco; i picchi di tensione indotta vengono limitati a circa 200 V. Il circuito di fig. 9 impiega il transistore a tripla diffusione BUY 77, in parallelo al circuito di collettore è inserito un piccolo condensatore che serve a ridurre la potenza dissipata alla commutazione e un diodo Zener che limita i picchi di tensione nel caso superino i 200 V, proteggendo così il transistore. Il transistore finale è preceduto da un pilota BSV 15 che richiede una corrente di comando di < 2 mA.

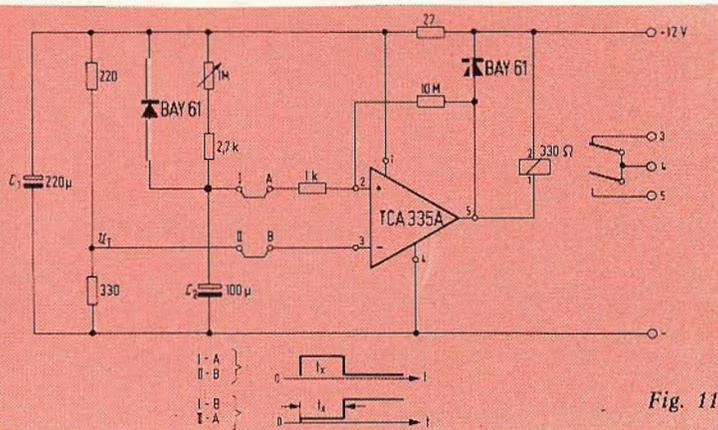
Lo schema di fig. 10 è stato ampliato con ulteriori due transistori come prestadio (BCY78/BCY58) mediante cui viene protetto dal corto circuito in uscita; in questo caso sul transistore finale BUY 77 la tensione di collettore non scende al valore della tensione residua di < 1 V. Di conseguenza conduce il transistore BCY 58 attraverso la 220 ohm e il diodo BAY 44, come pure il transistore BCY 78, attraverso la 120 kΩ, che devia la corrente di comando in modo che l'amplificatore di potenza rimane bloccato e interviene non appena la tensione residua del transistor finale sale a 1 sino 1,5 V.

Fig. 9

Fig. 10

8 CIRCUITO DI RITARDO DA 0,2 A 100 SECONDI

Gli amplificatori operazionali con ingresso a circuito Darlington si prestano particolarmente per i circuiti di ritardo, quello di fig. 11 è stato dimensionato per un tempo regolabile da 0,2 a 100 s. Il tempo di ritardo decorre all'istante della inserzione della tensione di alimentazione (+ 12 V), minimo è il tempo di ripristino (< 250 ms).

L'amplificatore operazionale TCA 335 A è qui previsto per inserire direttamente, senza supplementari stadi di amplificazione a transistor, un relè Karten come utilizzatore in uscita. Collegando gli attacchi I con A e II con B si ricava un ritardo alla caduta del relè, collegando l'attacco I con B e II con A si ottiene invece un ritardo alla attrazione.

Fig. 11

DATI TECNICI

Tensione di alimentazione:	**10 sino 16 V**
Corrente assorbita:	**55 mA**
Tempo di ritardo regolabile:	**0,2 sino 100 s**
Tempo di ripristino:	**< 250 ms**
Potenza commutabile:	**~ 2 kVA; = 50 W**
Temperatura ambiente per il funzionamento:	**0 sino 70°C**
Temperatura di magazzinaggio:	**−40 sino + 125°C**
Relè:	**tipo E V23027 A0002 A101 (bobina 330 Ω)**

Una buona occasione per divertirsi risparmiando

"SCIENTIFIC"

calcolatrice kit Sinclair

Un'originale calcolatrice scientifica in scatola di montaggio
Esegue calcoli logaritmici, trigonometrici e notazioni scientifiche con oltre 200 gamme di decadi che si trovano solo in calcolatori di costo decisamente superiore.

Questa calcolatrice vi farà dimenticare il regolo calcolatore e le tavole logaritmiche.
Con le funzioni disponibili sulla tastiera della Scientific, si possono eseguire i seguenti calcoli:

seno, arcoseno,
coseno, arcocoseno,
tangente,
arcotangente,
radici quadrate,
potenze,
logaritmi ed antilogaritmi in base 10

oltre, naturalmente, alle quattro operazioni fondamentali.

L'attrezzatura necessaria per il montaggio, si riduce ad un paio di forbici, stagno e naturalmente un saldatore, si consiglia il saldatore ERSA Multitip adatto per piccole saldature di precisione, che ha il n° di cod. G.B.C. LU/3640-00

Componenti del kit:

1) bobina
2) integrato L Si
3) integrati d'interfaccia
4) custodia in materiale antiurto
5) pannello tastiera, tasti, lamine di contatto, display montato
6) circuito stampato
7) bustina contenente altri componenti elettronici (diodi, resistenze, condensatori, ecc.) e i clips ferma-batterie.
8) custodia in panno
9) libretto d'istruzioni per il montaggio
10) manuale d'istruzioni per il funzionamento

Scatola di montaggio Sinclair "Scientific"

• 12 funzioni sulla semplice tastiera
Logaritmi in base 10, funzioni trigonometriche e loro inversi; tutti i calcoli vengono eseguiti con operazioni di estrema semplicità, come fosse un normale calcolo aritmetico.

• Notazione scientifica
Il display visualizza la mantissa con 5 digitali e l'esponente con 2 digitali, con segno positivo o negativo

• 200 gamme di decadi, che vanno da $10^{99} \div 10^{99}$

• Logica polacca inversa
possono essere eseguiti calcoli a catena senza dover premere in continuazione il tasto =

• La durata delle batterie è di 25 ore circa
4 pile al manganese forniscono un'autonomia necessaria

• Veramente tascabile
Dimensioni di mm 17x50x110, peso 110 g.

Le scatole di montaggio delle calcolatrici scientifiche

sono in vendita presso le sedi G.B.C.
codice SM/7000-00

£ 29.900

Montaggi elettronici sperimentali

a cura di R. RANZANI

Questa serie di montaggi elettronici comporta delle applicazioni di semi-conduttori in tutti i campi dell'elettronica proposti da autori qualificati o da grandi fabbricanti di semi-conduttori.

Data la loro origine, i montaggi analizzati in quest'articolo sono degni di interesse, ma non bisogna confonderli con delle «realizzazioni» proposte dal commercio.

Perciò non sarà possibile dare ai dilettanti sperimentatori delle informazioni complementari, ne' degli indirizzi di fornitori dei componenti. I nostri lettori, che desiderano provare questi montaggi, dovranno perciò assicurarsi, prima di iniziare i loro lavori, di poter trovare presso il loro fornitore abituale tutto il materiale necessario.

RADDOPPIATORE DI FREQUENZA APERIODICO

Il montaggio della figura 1 permette di raddoppiare la frequenza dei segnali a impulso senza fare intervenire un dispositivo di accordo sulla frequenza d'entrata e su quella di uscita che deve essere doppia della prima.

Il dispositivo è proposto da Thomas MC-Gahee della Bosco Technical High School di Boston, Mass. USA. L'analisi di questo raddoppiatore è stato pubblicato nella rivista Electronics.

Questo dispositivo funziona dalle frequenze più basse fino a circa 10 MHz, e ciò dà la possibilità di impiego in numerosi montaggi.

I segnali devono essere rettangolari come quelli rappresentati in A alla figura 2.

Nella figura 1 è riportato lo schema, assai semplice, realizzabile sperimentalmente in poco tempo.

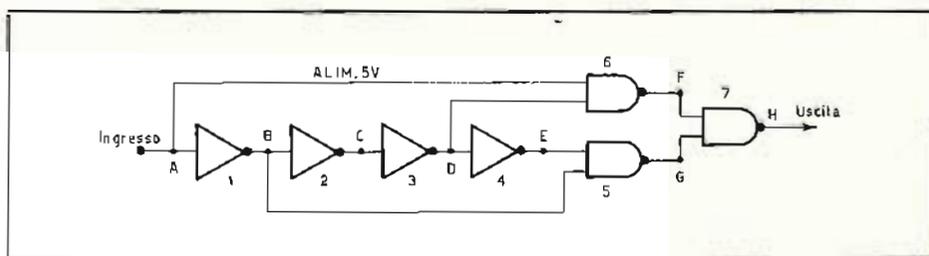



Fig. 1 - Raddoppiatore di frequenza aperiodico.

Esso comprende due circuiti integrati: un 7404 e un 7400. Il 7404 è un invertitore sestuplo, cioè si compone di sei invertitori, disegnati simbolicamente da dei triangoli (= amplificatori) con un piccolo pallino all'uscita (= inversione).

Lo schema interno del 7404 è indicato alla figura 3. Esso corrisponde all'N7404 della Signetics nella custo-

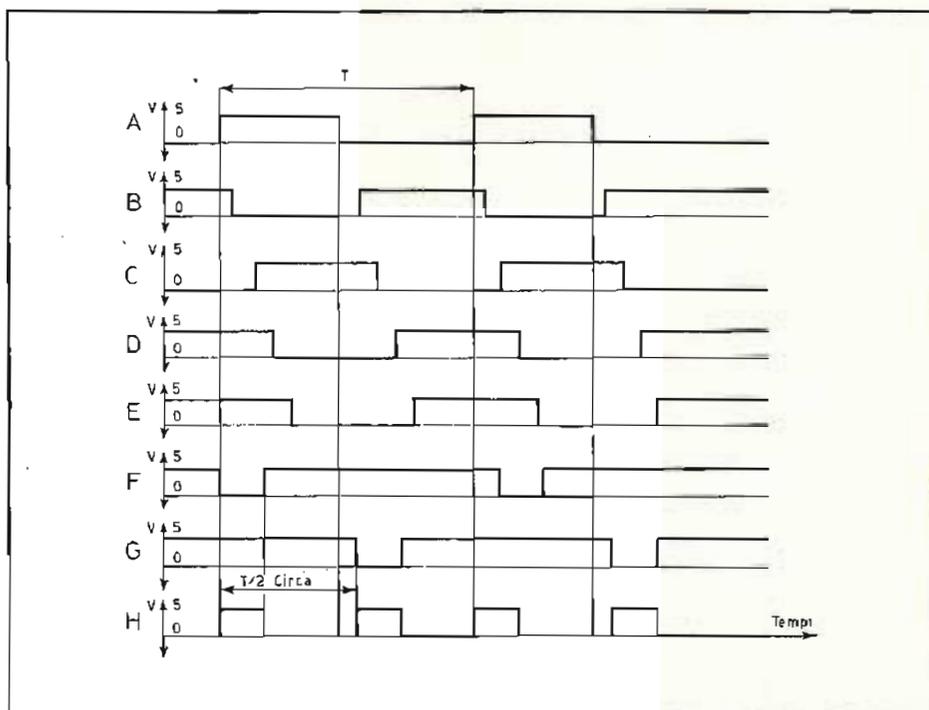



Fig. 2 - Segnali rettangolari in ingresso, all'interno e in uscita del raddoppiatore di frequenza.

dia AF a 14 contatti.

Esistono anche altre custodie con diversi contatti.

Il CI è visto dal disopra, l'1 a sinistra del riferimento e il 14 a destra. Il circuito si collega a una alimentazione stabilizzata di 5 V, come i circuiti TTL. Non si utilizzeranno che quattro invertitori e si sono contraddistinti arbitrariamente gli elementi con 1, 2, 3, 4, similmente alla fig. 1.

Osserviamo che gli invertitori sono dei NAND ad una sola entrata, ciò che li riduce alla funzione appunto di invertitore.

Le entrate e le uscite si seguono. Il + è al punto 14 e il — è al punto di massa M, punto 7.

I tre NAND della figura 1, contraddistinti con 5, 6, e 7 sono presi su un CI, tipo 7400 con collegamenti come alla figura 4.

Ricordiamo che il 7400 (detto anche «400») è un circuito integrato quadruplo NAND, ciascun elemento NAND ha due entrate.

Le connessioni del 7400 in versione N7400 Signetics e la custodia AF sono riportate nella figura 4. Esistono altre custodie e connessioni. Questo CI si alimenta a 5 V, col + al morsetto (o punto) 14 e il — al punto di massa 7.

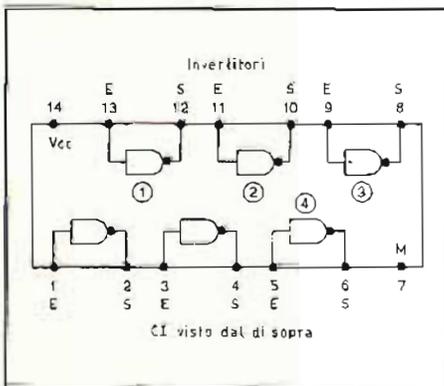



Fig. 3 - Schema e connessioni del circuito integrato N7404 della Signetics custodia A.F.

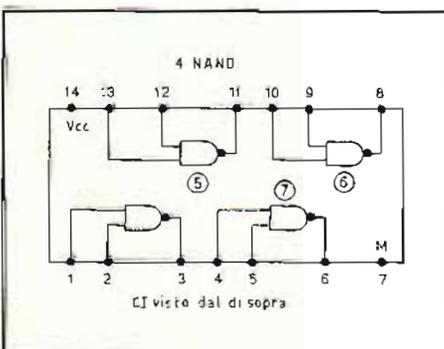



Fig. 4 - Connessioni del circuito integrato 7400 in versione N 7400 della Signetics custodia A.F.

Analisi dello schema

Il montaggio della figura 1 è un contatore divisore per N. Ciascun invertitore (1, 2, 3, 4) produce un piccolo ritardo, dell'ordine di 20 nanosecondi, mentre rovescia l'impulso.

Per esempio, al punto D (collegamento dell'elemento 3 all'elemento 4) l'inversione si fa, 60 ns circa più tardi, di quella del segnale d'entrata al punto A. La porta 6 (NAND numerata 6 sulla figura 1) continua a ricevere un segnale alto ai suoi due punti di entrata durante 60 ns dopo la salita al punto A. Se non ci fosse del ritardo, l'entrata collegata a D del NAND 6 sarebbe al livello basso, mentre l'entrata collegata a A sarebbe evidentemente al livello alto.

Ne risulta che l'uscita della porta 6, punto F, passa al livello basso 60 ns dopo il momento nel quale il punto A passa dal livello basso al livello alto.

Similmente, la porta 5 riceve all'entrata rappresentata in alto un segnale ritardato di 60 ns rispetto a quello applicato all'entrata inferiore (sullo schema) perché questo segnale è quello del punto B, uscita di 1 e entrata di 2.

Gli invertitori 1, 2 e 3 producono degli impulsi negativi ai punti F e G, di 60 ns ciascuno.

Gli impulsi presi alle uscite delle porte (operatori) 5 e 6 sono applicate alle entrate della porta 7, ciò che produce alla uscita H di NAND degli impulsi doppi di numero di quelli in entrata. Questi impulsi sono positivi. Tra due impulsi successivi vi è una differenza di tempo di 20 ns. Questa asimmetria è sensibile alla frequenza elevata e insignificante alla frequenza bassa.

Così, se f = 1000 Hz, il periodo è 1/1000 s = 10^6 ns valore molto grande riferito a 20 ns.

Se f = 1 MHz il periodo è $1/10^6$ s = 1000 ns valore ancora grande riferito a 20 ns.

Invece, se f = 10 MHz, il periodo è 100 ns, valore dello stesso ordine ordine di grandezza di 20 e 60 ns e l'asimmetria è molto pronunciata.

L'autore di questo montaggio raccomanda di disporre tra l'uscita del generatore di segnali e l'entrata del raddoppiatore della figura 1, un trigger di Schmitt.

Consideriamo ancora la figura 2 che riporta la forma e la polarità dei segnali nei punti diversi da A a H del montaggio proposto.

Il periodo del segnale di uscita è T/2 (con l'approssimazione di 20 ns) e la frequenza è 2 f.

MONTAGGI A RETI DI TRANSISTORI

La maggior parte dei fabbricanti propongono agli utilizzatori delle reti di transistori, montati in custodie di CI. La RCA in particolare è specialista di questo tipo di CI. In essi, i transistori sono talvolta tutti accessibili al loro elettrodi, oppure vi sono degli elettrodi di due transistori diversi collegati assieme.

I CI di questo genere della RCA sono: CA3045, CA3046, CA3146, CA3086, CA3095, CA3093, CA3036, di essi daremo le connessioni durante l'analisi dei montaggi proposti ai lettori.

Esaminiamo per prima l'analisi di un preamplificatore per microfono realizzato con un CI CA3018 della RCA.

PREAMPLIFICATORE MICROFONICO

Lo schema di questo preamplificatore è riportato alla figura 5. Sono utilizzati quattro transistori inclusi nella custodia di un circuito integrato CA3018 o CA3118

In questo circuito, i due transistori Q3 e Q4 hanno le loro uscite accessibili e i due transistori Q1 e Q2 hanno un collegamento diretto effettuato all'interno della custodia, dell'emettitore di Q1 alla base di Q2, collegamento accessibile al punto 2.

Alla figura 6, si indicano le connessioni di quattro transistori, per esempio Q1 si collega con la base in 9, il collettore in 11, l'emettitore in 2, mentre Q2 ha la base in 2 anch'esso, il collettore in 12 e l'emettitore in 1.

Alla figura 7 si riporta la custodia a 12 terminali, da 1 a 12, vista dal di sotto, dunque con i piedini verso l'osservatore; il 12 corrisponde alla tacca e l'1 è alla sua destra.

E' facile vedere nello schema di figura 5 che i transistori sono montati con collettore comune, salvo Q1. D'

altra parte Q3 e Q4 sono montati in parallelo, riunendo i punti 6-3, 8-5, 7-4.

Il segnale prodotto dal microfono ad alta impedenza è trasmesso da C1 di 0,1 µF alla base di Q1, punto 9. Questo transistore è un adattatore di impedenza e permette il collegamento di un microfono o di un'altra sorgente, la cui impedenza potrebbe raggiungere 10 MΩ. Il segnale, rovesciato da Q1, è trasmesso dal collettore di Q1, punto 11, alle base di Q3 e Q4 riunite (punti 6 e 3). Lo stadio Q3-Q4 non è invertitore. Il segnale di uscita su bassa impedenza (Z < 47 kΩ) è trasmesso da C4, di 25 µF, all'uscita di questo preamplificatore.

Osserviamo il collegamento flottante di Q1-Q2 e la polarizzazione dei due transistori a mezzo R5 da 47 kΩ.

Vi è controreazione a mezzo C2 tra le basi 6-3 di Q3 e Q4 e la base 9 di Q1.

I valori degli elementi sono indicati sullo schema della figura 5. Questo circuito integrato è di dimensioni molto modeste: l'alimentazione è a 9 V solamente. E' possibile montare questo preamplificatore molto vicino al microfono.

Fig. 5 - Preamplificatore per microfono.

ALIMENTAZIONI STABILIZZATE A 8,5 V

Il montaggio della figura 9 permette di ottenere all'uscita una tensione stabilizzata di 8,5 V quando la tensione applicata all'entrata varia fra 12 e 15 volt.

Il circuito integrato necessario è il CA3086 RCA. In figura 10 si mostra la composizione interna del CI e si vede che vi sono all'interno tre transistori Q1, Q2 e Q5 a terminali accessibili e due transistori Q3 e Q4 con gli emettitori riuniti al punto 3.

Il transistore «ballast» è del tipo 2N6179 RCA che serve da resistenza variabile del sistema regolatore.

Si è adottata per il CA3086 la custodia a 14 terminali di forma e dimensioni abituali.

AMPLIFICATORE CASCODE VF

Proposto dalla RCA e basato sull'impiego di un CA3018 (vedi fig. 6 e 7) l'amplificatore VF è rappresentato nello schema della figura 8. I transistori utilizzati sono, nell'ordine, Q3 - Q4 - Q1 - Q2, conformemente alla nomenclatura della figura 6 con riferimento diretto al punto 2.

Inoltre si è effettuata, esternamente al CI, la connessione diretta 8-4 fra il collettore 8 di Q3 e l'emettitore 4 di Q4.

I transistori sono montati come segue: Q3-Q4 in cascode e Q1 e Q2 con collettore comune.

I valori di C2 e R3, non indicati sullo schema originale, sono C2 = = 10 µF con 0,1 µF in parallelo, R3 sarà dell'ordine di 20 kΩ.

Occorre montare un potenziometro collegato come resistenza variabile e determinare sperimentalmente il valore più conveniente.

Il guadagno di tensione di questo amplificatore è di 37 dB e la banda, con il valore di 3 dB, raggiunge 10 MHz. Un condensatore può essere montato all'uscita per l'isolamento dell'amplificatore.

Fig. 6 - Schema e connessioni del circuito integrato CA3018.

Fig. 7 - Connessioni esterne del circuito integrato CA3018.

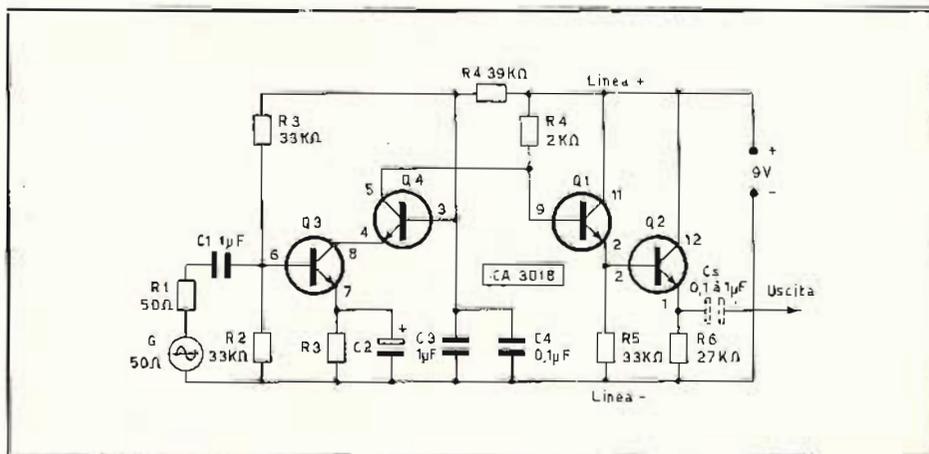



Fig. 8 - Amplificatore cascode VF.

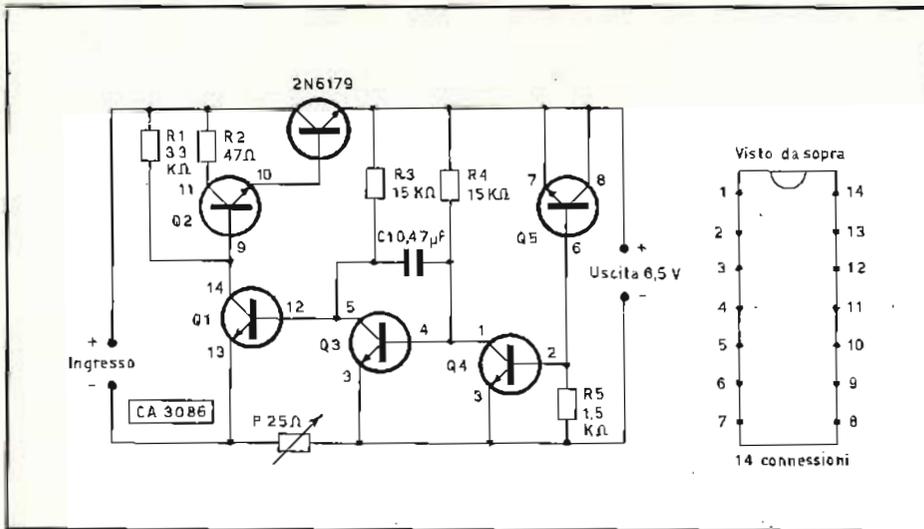



Fig. 9 - Alimentatore stabilizzato a 8,5 V.

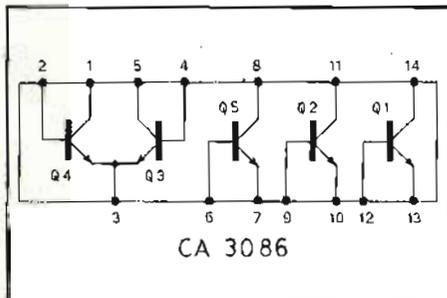
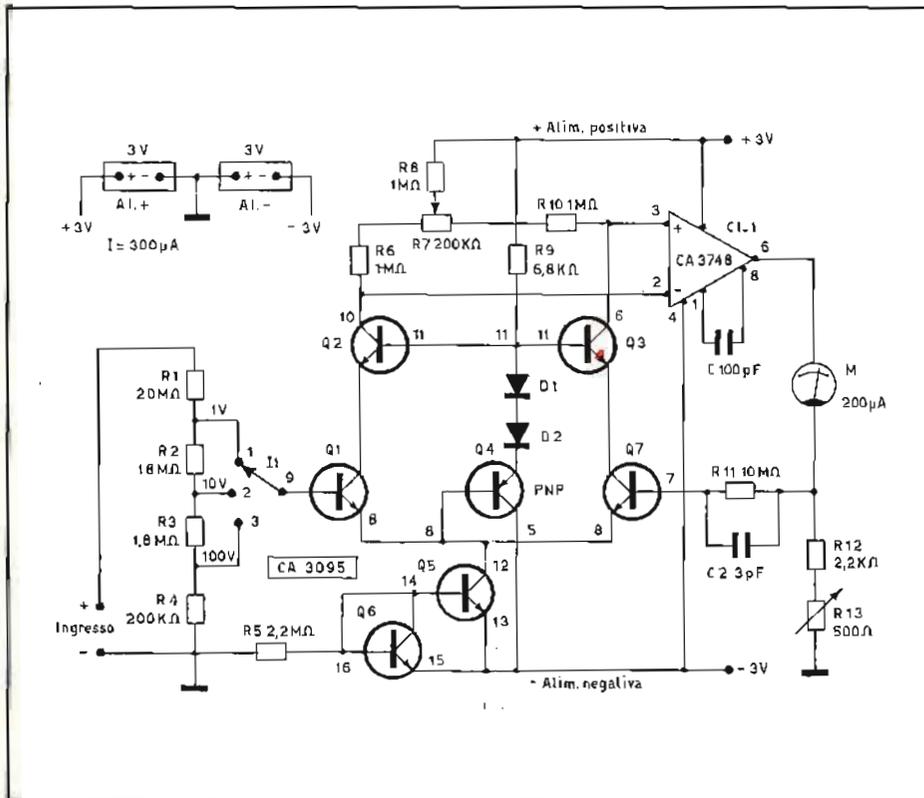



Fig. 10 - Schema e connessioni del circuito integrato CA3086 dell'RCA.

E' da notare il limitatore di corrente a potenziometro P, da 25 Ω, montato come resistenza regolabile.

VOLTMETRO PER CORRENTE CONTINUA DA 40 MΩ

L'entrata del voltmetro elettronico della figura 11 è di 40 MΩ e questa resistenza è costituita dalla catena di resistenze R1 - R2 - R3 - R4 che realizza il divisore di tensione che permette le scale seguenti:

Pos. 1: da 0 a 1 V

Pos. 2: da 0 a 10 V

Pos. 3: da 0 a 100 V

La tensione continua sarà applicata con la polarità corretta, in modo che la base di Q1 sia resa positiva rispetto alla massa.

Il commutatore I1 permette di scegliere la scala desiderata.

Si utilizzeranno in questo voltmetro due circuiti integrati, il CA3095 e il CA3748 (equivalente esatto di 748 μA).

Il CA3095 è una rete di otto transistori di cui sette soltanto sono utilizzati, essi sono contrassegnati con Q1 ÷ Q7.

Alla figura 12 si riporta la composizione del CA3095 RCA. Oltre agli otto transistori (Q8 non utilizzato) si trovano anche due diodi contrassegnati con D1 e D2.

Non ci sono punti di alimentazione per questi transistori, ma il voltmetro elettronico è alimentato da due alimentazioni, l'una positiva a 3 V e l'altra negativa sempre a 3 V (vedere particolare in alto nella figura 11).

L'amplificatore operazionale realizzato con il CA3748 è montato come amplificatore di uscita; il suo carico è composto dal microamperometro in serie con R12 di 2,2 kΩ e R13 di 500 Ω.

Questi sono i valori convenienti per la taratura di un microamperometro da 0-200 μA.

Inoltre vi è una regolazione da effettuare col potenziometro R7 di 200 kΩ. Per la messa a punto procedere come segue:

1) applicare all'entrata una tensione ben nota di 1 V o 10 V o 100 V, ponendo I1 nella posizione corrispondente. Utilizzare per questa operazione un altro voltmetro molto preciso per misurare 1, 10 o 100 V: lasciarlo collegato durante questa operazione;

2) regolare con R12, la corrente del microamperometro M in modo che l'indice sia sull'ultima divisione corrispondente a 200 μA;

3) togliere la tensione d'entrata, cortocircuitarla e regolare R7 in modo da riportare l'indice di M a zero;

4) ripetere le operazioni 2 e 3;

Fig. 11 - Voltmetro elettronico per corrente continua da 40 MΩ.

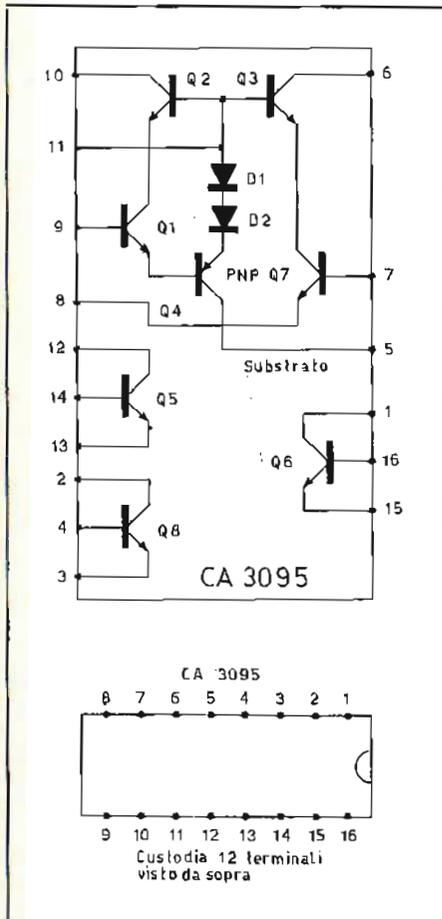



Fig. 12 - Composizione del circuito integrato CA3095 della RCA.

5) verificare con il montaggio dell'operazione 2, che delle tensioni comprese fra zero e il massimo dei volt, siano indicate correttamente da M.

Se le indicazioni non fossero lineari, sarebbe necessario tarare M, o stabilire una tabella di taratura. Verificare anche che le indicazioni di M siano corrette sulle altre due scale.

Per avere le medesime indicazioni bisogna che R1, R2, R3 e R4 siano precise con l'approssimazione del ± 1%.

Il collegamento del CA3748 è il seguente:

— entrata non invertente marcata +: punto 3,
— entrata invertente marcata —: punto 2.
— uscita: punto 6.
— + alimentaz. positiva: punto 7,
— — alimentaz. negativa: punto 4,
— compensazione: punti 1 e 8.

Il CA3748 o CA748 è montato in una custodia a 8 terminali come indicato alla figura 13, il punto 8 è in corrispondenza della tacca. Il CI è visto dal di sopra, dunque col punto 1 a sinistra dell'incastro. Invece è da notare che nella figura 7 il CI è visto dal di sotto.

GENERATORE E PONTE DI WIEN STABILIZZATO

Questo montaggio è rappresentato dalla figura 14 e utilizza due circuiti integrati, un CA3096, un CA748 e un transistore MOS 40468A, tutti dell'RCA.

Le connessioni del CA748 sono state indicate nella figura 13. Quelle del CA3016 sono state indicate alla fig. 15.

L'identificazione dei transistori si ottiene con i numeri delle connessioni, osservando immediatamente che alcuni transistori sono montati come diodi e rappresentati in questo modo nello schema della figura 14.

Non ci sono dunque in totale che tre componenti attivi, i due CI e il transistore 40468A a effetto di campo.

Questo montaggio è alimentato da due sorgenti di tensione di 15 V ciascuna col loro punto comune a massa.

Tutti i valori degli elementi sono indicati sullo schema.

Questo generatore fornisce dei segnali sinusoidali con frequenza data dalla formula:

$$F = \frac{1}{2 \pi R1\, C1} \text{ Hz}$$

con f in hertz, R1 in ohm, C1 in farad,

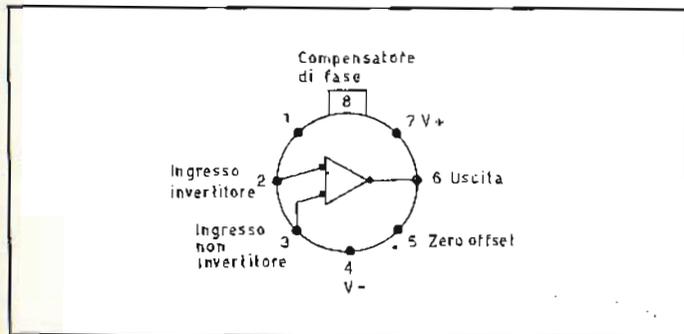



Fig. 13 - Circuito integrato CA3748 o CA748 visto dal di sopra (1 a sinistra di 8).

Fig. 14 - Generatore in ponte di Wien stabilizzato.

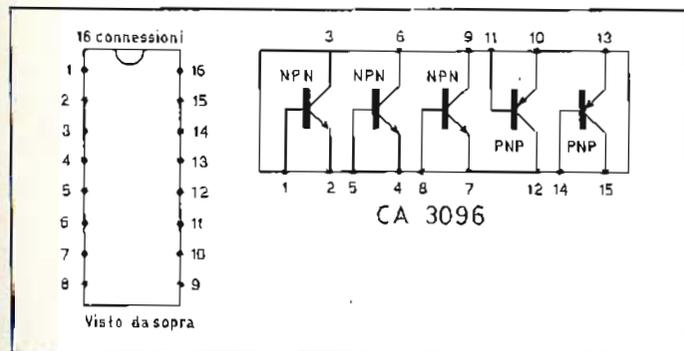



Fig. 15 - Circuito integrato CA3096.

Fig. 16 - Commutatore di capacità e potenziometro doppio per ponte di Wien.

oppure con f in hertz, C1 in microfarad, e R1 in megaohm.

Inoltre deve essere:

$$R2 = R1, \; C2 = C1$$

La stabilità e la purezza del segnale «sinusoidale» (cioé senza armoniche) sono ottenute se l'uguaglianza degli elementi è raggiunta con l'approssimazione dello 0,4%. In questo caso la distorsione sarà inferiore allo 0,002 per cento, secondo i documenti dell'RCA. Ponendo R1 = 10 kΩ e C1 = = 0,1 μF, la formula dà:

$$f = \frac{10^7}{2\pi\,104}\ \text{Hz}$$

$$\text{o } f = 159\ \text{Hz}$$

La messa a punto si fa con un oscilloscopio o con un distorsiometro regolando R6 di 2 kΩ (potenziometro montato come resistenza variabile o regolabile).

Il montaggio può essere modificato per ottenere altre frequenze per i segnali d'uscita, dando valori diversi ai quattro componenti R1, R2, C1 e C2. Se C1 e C2 sono moltiplicati per N la frequenza sarà N volte più piccola. Il risultato sarà il medesimo moltiplicando R1 e R2 per N.

Esempio:

C1 = C2 = 10 nF
C1 = C2 = 10 μF
C1 = C2 = 10 nF
C1 = C2 = 1 nF
R1 = R2 = 10 kΩ
R1 = R2 = 100 kΩ
R1 = R2 = 100 kΩ
R1 = R2 = 10 kΩ

f = 1590 Hz
f = 15,9 Hz
f = 159 Hz
f = 15900 Hz

Nella maggior parte dei montaggi commerciali dei ponti di Wien, si fanno variare a gradini C1 e C2 per mezzo di un commutatore a più posizioni, mentre R1 e R2 son i due elementi di un potenziometro doppio. Questa variante è riportata alla figura 16

Si utilizzeranno dei commutatori I1 e I2 a cinque posizioni le cui capacità avranno i valori seguenti:

C1 e C2	Pos.
1 μF	1
0,1 μF	2
10 nF	3
1 nF	4
100 pF	5

Questi due commutatori saranno uniti in modo che si abbia sempre C1 = C2 per una medesima posizione.

D'altra parte R1 e R2 saranno dei potenziometri di 50 kΩ lineari le cui resistenze in esercizio dovranno essere uguali per qualunque posizione del cursore.

Le gamme ottenute saranno, in queste condizioni, facili a determinarsi in posizione 1, C1 = C2 = 1 μF.

Se R1 = R2 = 5 kΩ la frequenza sarà:

$$f = \frac{10^6}{2\pi \cdot 10^3}$$

$$= \frac{100^5}{\pi\,5 = 31{,}8\ \text{Hz}}$$

Se C1 = C3 = 1 μF e R1 = R2 = = 50 kΩ la frequenza sarà evidentemente 10 volte più piccola, cioè 3,18 Hz. Dunque la gamma 1 sarà da 3,18 a 31,8 Hz e per conseguenza si avranno le gamme seguenti:

Gamma 2: da 31,8 a 318 Hz
Gamma 3: da 318 a 3180 Hz
Gamma 4: da 3180 a 31800 Hz
Gamma 5: da 31800 a 318000 Hz

E' da notare tuttavia che il documento RCA dal quale abbiamo estratto lo schema della fig. 14 non indica i limiti delle frequenze dei segnali di uscita che questo montaggio può fornire.

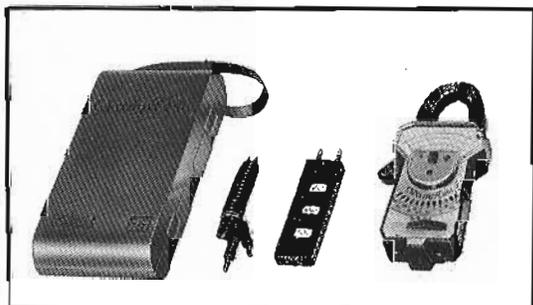
ClampTest

4 CAMPI DI MISURA 19 PORTATE Vc.c. - Vc.a. - Ω - Ac.a.

SVILUPPO SCALA 72 mm!!!

PROTEZIONE TOTALE MEDIANTE SCARICATORE E FUSIBILE RAPIDO

DUE MODELLI

TS 220 FINO A **300A**
TS 230 FINO A **600A**

MOD. TS 220 4000 Ω/V= ~

VOLT c.c.	5 portate: 15-30-150-300-600 V
VOLT c.a.	5 portate: 15-30-150-300-600 V
OHM	2 portate: 0-5 kΩ - 0-500 kΩ
AMP c.a.	7 portate: 0,6-3-6-15-60-150-300 A

MOD. TS 230 4000 Ω/V= ~

VOLT c.c.	5 portate: 15-30-150-300-600 V
VOLT c.a.	5 portate: 15-30-150-300-600 V
OHM	2 portate: 0-5 kΩ - 0-500 kΩ
AMP c.a.	7 portate: 0,6-3-6-15-60-150-600 A

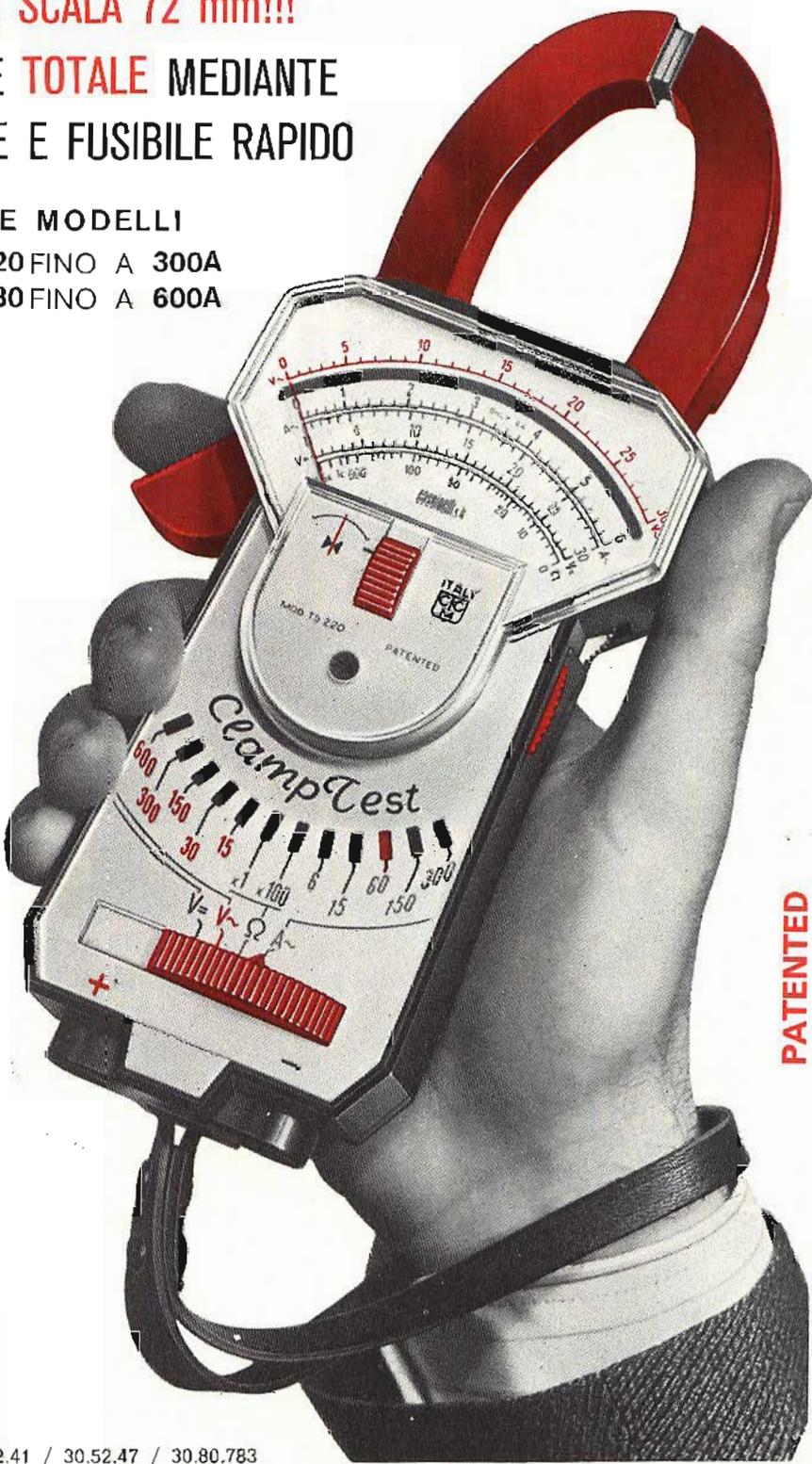
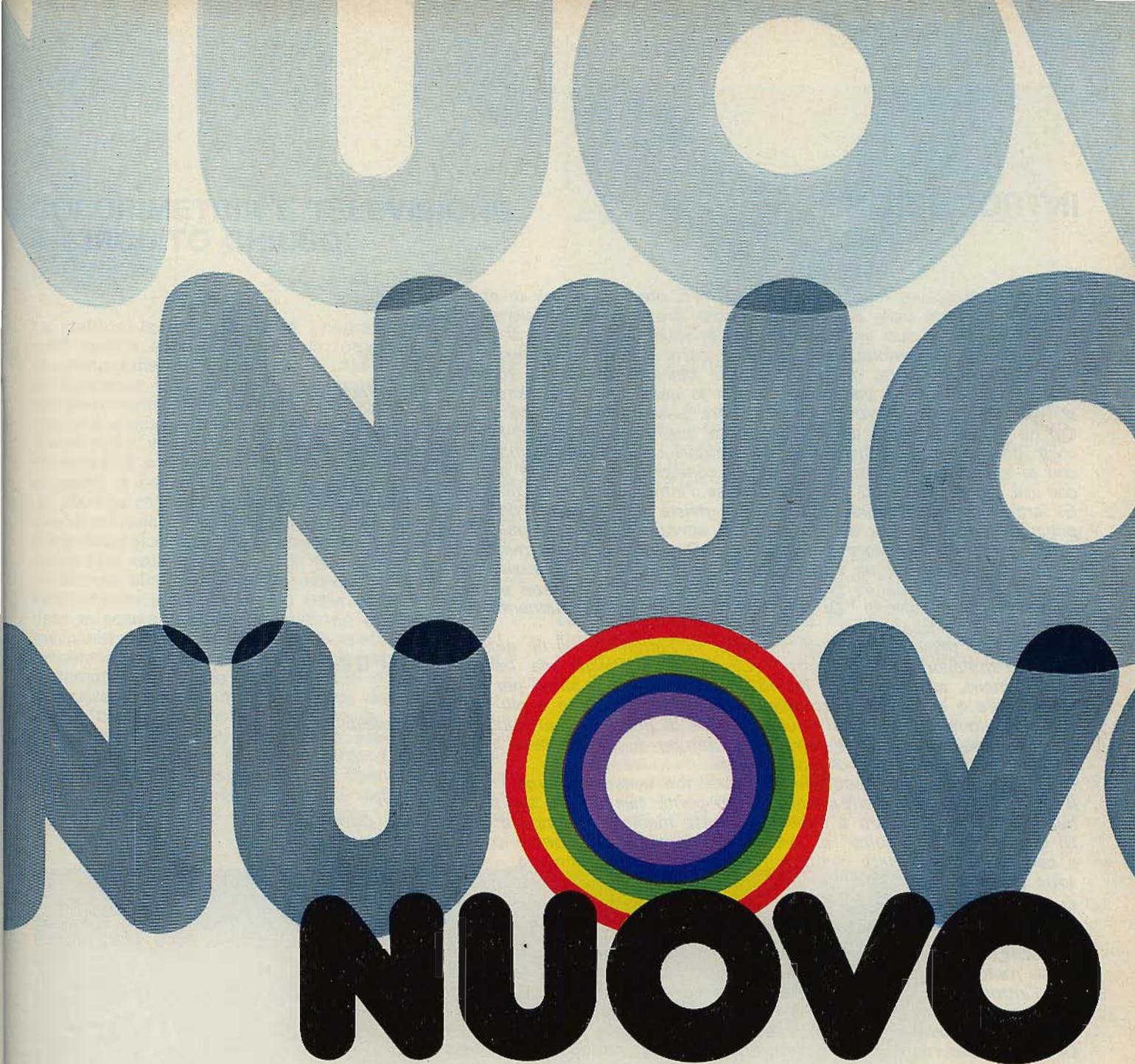
MISURE DI INGOMBRO
mm. 210 x 95 x 40
gr. 700 peso completo di borsa e accessori

ITALY CICM **cassinelli & C**

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.52.41 / 30.52.47 / 30.80.783

DEPOSITI IN ITALIA:

AGROPOLI (Salerno) - Chiari e Arcuri, Via De Gasperi, 56
BARI - Biagio Grimaldi, Via De Laurentis, 23
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio, Via Zanardi, 2/10
CATANIA - Elettro Sicula, Via Cadamosto, 18
FALCONARA M. - Carlo Giongo, Via G. Leopardi, 12
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti, Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi, Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Umberto Boccadoro, Via E. Nicolardi, 1
PADOVA-RONCAGLIA - Alberto Righetti, Via Marconi, 165
PESCARA - GE-COM, Via Arrone, 5
ROMA - Dr. Carlo Riccardi, Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè, C.so Duca degli Abruzzi, 58 bis

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

di Ludovico Cascianini

CORSO PRATICO DI TELEVISIONE A COLORI

1° Inserto Speciale

COLORIMETRIA E TELEVISIONE IN CIRCUITO CHIUSO

INTRODUZIONE

Con la trasmissione regolare di circa 10-15 ore settimanali di immagini a colori da parte della RAI TV, possiamo dire che la televisione a colori ha ormai fatto il suo ingresso ufficiale in Italia. Se ad essa si aggiunge la possibilità di ricezione, nella maggior parte d'Italia, delle regolari trasmissioni a colori della Svizzera, di Capodistria, di Montecarlo e, nella zona di Milano, di Telealtomilanese si vede come ormai la quantità di programmi a colori offerti al teleutente è considerevole, e di qualità generalmente buona.
Ciò ha messo in moto da qualche mese quella gigantesca schiera formata da costruttori, rivenditori, installatori e riparatori che sta affrontando l'evento con lo stesso entusiasmo (anche se in condizioni economiche diverse) con cui, poco più di 20 anni fa, accolse l'introduzione della televisore bianco e nero.
Gli articoli che compariranno su questa rivista riguarderanno però principalmente i tecnici dei laboratori di servizio, *molti dei quali già stanno "lavorando" sul televisore a colori. Circa 10 anni fa, questa rivista fu la prima in Italia che presentò un corso di televisione a colori. Successivamente, presentammo in manira più succinta uno dei primi televisori a colori (naturalmente a valvole). Di questo spiegammo il funzionamento e il sistema di riparazione.*
Da allora, il televisore a colori ha fatto, in Europa, passi da gigante.
Tutte le maggiori case costruttrici europee, dalla Philips alla Telefunken, alla G.B.C., alla Siemens, alla Rex, ecc., hanno concentrato i loro sforzi per rendere il televisore a colori meno complesso, meno ingombrante e più sicuro come funzionamento, con il risultato finale di presentare al pubblico un "gioiello" di perfezione elettronica, e nello stesso tempo di portare nelle immagini TV, i veri colori della natura che ci circonda.
Le valvole sono state sostituite dai transistori, questi dai circuiti integrati Il cinescopio è stato perfezionato ad un punto tale che le sue immagini non hanno nulla da invidiare a quelle riprodotte mediante stampa e fotografia a colori.
Di questo enorme "balzo" in avanti della tecnologia connessa con la televisione a colori hanno usufruito costruttori e utilizzatori, naturalmente, sotto punti di vista differenti.

Ma cosa significa questo "balzo" per tutti coloro che dovranno un giorno "mettere le mani" su un televisore riottoso a funzionare bene?

La tecnica di riparazione dei primi televisori completamente transistorizzati seguiva, come metodo, quella già sperimentata nella riparazione dei televisori a valvole.
Ma l'introduzione dei circuiti integrati, se da una parte ha semplificato il lavoro del costruttore del televisore e migliorato il funzionamento del medesimo, ha in certo modo complicato il lavoro del riparatore.
Di ciò si sono resi conto i costruttori medesimi, introducendo lo chassis cosidetto modulare *e cioé formato da piastrine di circuito stampato estraibili, (i cosidetti moduli) nelle quali sono riuniti tutti quei circuiti che assolvono un certo numero di* funzioni *(per es. modulo di alimentazione, di crominanza, di luminanza, finali video ecc.). In questa maniera, il riparatore, una volta individuata la natura del guasto, e conoscendo il modulo nel quale tale guasto può avere origine, non fa altro che sostituire il modulo, riservandosi di ripararlo con comodo e con la strumentazione necessaria nel suo laboratorio.*

E a questo punto che si inserisce questo nostro lavoro!

Dopo quattro articoli che illustreranno nella maniera più semplice e più succinta possibile, le basi *della televisione a colori, prenderemo due televisori a colori dei più moderni (più precisamente G.B.C. e Philips), di quelli cioé che hanno solo qualche transistore di potenza e* molti *circuiti integrati.*
Li analizzeremo dettagliatamente dimostrando che quelle piccole "scatole nere" (e cioé, i circuiti integrati) contengono ancora, grazie alla tecnologia dell'integrazione, quelle funzioni essenziali illustrate nei primi articoli di questo lavoro; e in secondo luogo che, grazie al sistema modulare, la riparazione non sarà poi così complessa come potrebbe sembrare a prima vista.
Un'ultima osservazione: gradiremmo che le persone interessate a questo lavoro, ci facessero delle osservazioni costruttive su quanto verremo via via esponendo, in maniera da soddisfare più completamente i loro desideri e le loro esigenze.

COLORIMETRIA E TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO

La stampa, la fotografia e la cinematografia a colori sono venute *dopo* la stampa, la fotografia e la cinematografia in bianco e nero. Alla stessa maniera, la televisione a colori può considerarsi il naturale completamento della televisione in bianco e nero. Le tecniche connesse con la televisione a colori hanno lo scopo di far vedere mediante dispositivi otticoelettronici immagini di scene riprese a distanza e trasmesse fino al posto di osservazione sia mediante *cavo coassiale* sia per mezzo delle *onde elettromagnetiche.* I fenomeni che interessano la televisione a colori sono di natura fisico-fisiologica, nel senso che oltre a dipendere da realtà che sono al di fuori di noi (come per es., le oscillazioni elettromagnetiche) sono nello stesso tempo strettamente legati all'organo della vista, e pertanto, date le scarse notizie che abbiamo riguardo al meccanismo di funzionamento di quest'organo, tali fenomeni non sono esattamente definibili in termini matematici. Lo studio delle tecniche riguardanti la trasmissione delle immagini a colori dovrà pertanto essere continuamente bilanciato tra la realtà (nel nostro caso, il colore) che è *al di fuori* di noi, e ciò che di questa realtà il nostro occhio è in grado di rivelarci. Con la televisione a colori, l'uomo ha raggiunto nella trasmissione delle immagini a distanza, quella *terza dimensione* che gli era sfuggita, e cioè, *il colore.*

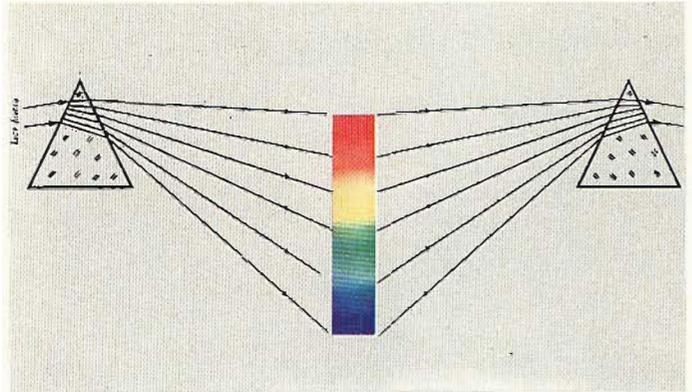



Fig. 1 - Il primo prisma scinde la luce bianca nei classici colori dello spettro che vanno dal rosso (≈ 780 nm) al violetto (≈ 380 nm). Facendo pervenire con opportuni accorgimenti le luci colorate in uscita dal primo prisma su un secondo prisma è possibile riottenere il primitivo raggio di luce bianca. Questo esperimento dimostra che la luce bianca del sole è un miscuglio di luci colorate.

Difatti, la realtà che ci circonda non è bianco nero, ma colore: è infinità di sfumature di colori! Oggi noi sappiamo che questi colori sono oscillazioni elettromagnetiche le quali, a seconda del valore della loro lunghezza d'onda, sono in grado di eccitare la nostra retina e di presentarsi al centro ottico del cervello come *percezione di colori.*

Fig. 2 - Utilizzazione dello spettro delle onde elettromagnetiche. Ciò che a noi interessa far presente è che al di là del rosso e al di là del violetto dello spettro visibile esistono onde elettromagnetiche rispettivamente infrarosse e ultraviolette, non percepite dal nostro occhio, ma ugualmente utilizzate, per esempio, per scopi terapeutici, per analisi chimiche, ecc.

1000 km 10 km 30 cm 3 cm
300 Hz 30 kHz 1 GHz 10 GHz
30 µ 10^4 Å 3×10^3 Å 3 Å 0,1 Å 3×10^{-3} Å
10^{13} Hz 3×10^{14} Hz 10^{15} Hz 4.13 keV 124 keV 4.13 MeV
1 m = 10^6 µ 1 µ = 10^4 Å
11

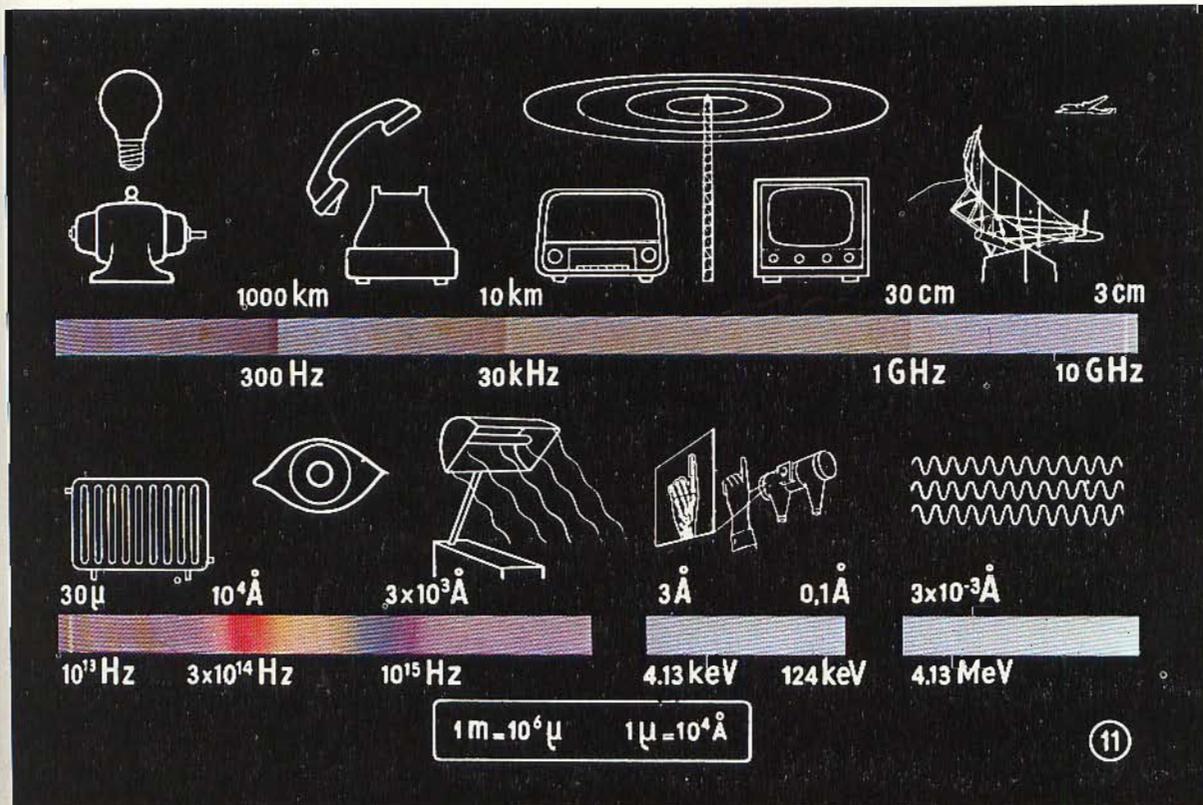
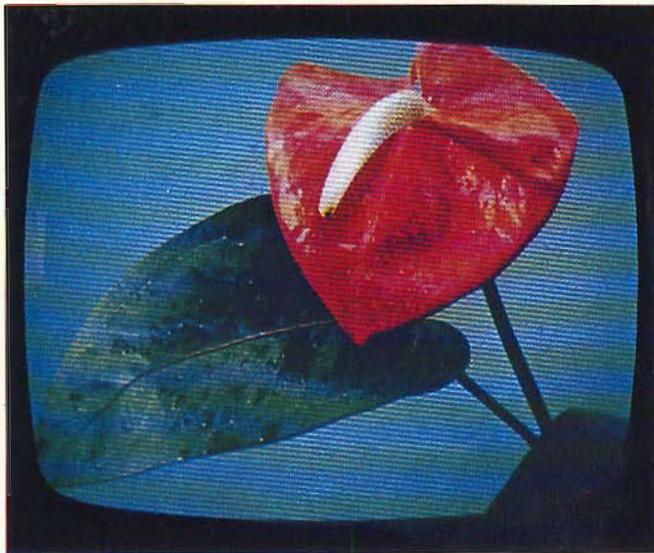



Fig. 3 - I colori di questo fiore sono contenuti nella luce bianca che lo illumina, e che vengono riflessi selettivamente dalle varie parti del fiore medesimo.

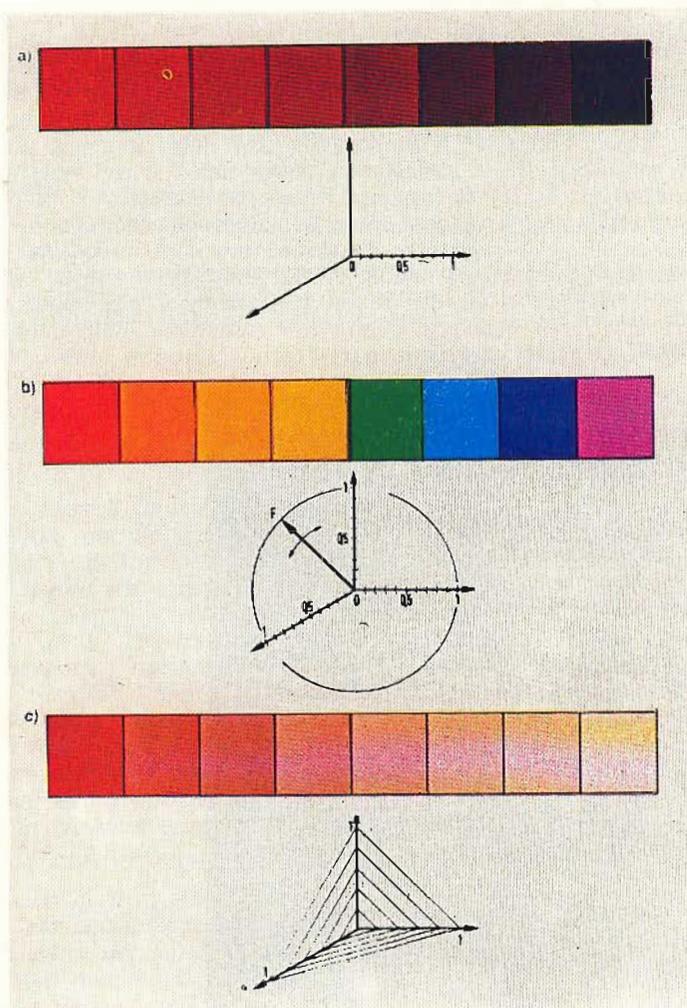



Fig. 4 - Questa figura dimostra che i colori posseggono tre caratteristiche: la prima è il colore stesso o tinta: rosso, arancione, giallo, verde, porpora, ecc. (fig. 4 al centro). La seconda è la saturazione (fig. 4 in basso); il rosso, per esempio, può andare dal rosso vivo, al rosa, al bianco. La terza è la brillantezza o luminanza (fig. 4 in alto); il colore rosso può essere più o meno brillante, passando dal massimo della brillantezza al nero.

Ma per rendersi conto del *colore degli oggetti* che ci circondano è necessario rifarsi alla classica esperienza di Newton (fig. 1) il quale, per primo, dimostrò che la luce bianca del sole è un *miscuglio* di luci colorate. Oggi noi, di ciascuna di queste luci colorate, abbiamo potuto misurare la relativa lunghezza d'onda. Sappiamo, per es., che il rosso ha una lunghezza d'onda di 780 nm (nm = nanometro = 10^{-9}m) mentre il violetto ha una lunghezza d'onda di 380 nm. Oltre questi estremi limiti dello spettro solare ci sono ancora altre onde elettromagnetiche le quali però non sono in grado di stimolare il nostro occhio: oltre il rosso ci sono infatti le radiazioni *ultrarosse* ed oltre il violetto ci sono le radiazioni *ultravíolette* (fig. 2).
Il motivo per cui il fiore di fig. 3 ci appare con i suoi smaglianti colori è dovuto alla presenza nella luce bianca del sole che lo illumina, dei colori che il prisma ci ha pocanzi rivelato. La foglia ci appare verde perché di tutti i colori contenuti nella luce bianca che la illumina, la sua superficie riflette *solo* quelli della banda del verde e assorbe tutti gli altri.
La superficie degli oggetti colorati opera quindi una *sottrazione*: il colore con cui un oggetto ci appare è quello che fra tutti quelli contenuti nella luce bianca, la sua superficie non ha potuto trattenere. È per questo motivo che questo modo di vedere i colori viene chiamato *sottrattivo*.

Le tre caratteristiche dei colori

Le caratteristiche di un qualsiasi colore sono tre:

La prima, la più ovvia, è il *colore stesso* (fig. 4 al centro): abbiamo il rosso, il verde, ecc. Viene chiamata *tinta* di un colore , ed è fisicamente individuabile mediante un valore ben preciso di lunghezza d'onda (λ).

La seconda caratteristica di un qualsiasi colore è la *saturazione della tinta* (fig. 4 in basso); questa caratteristica viene messa in evidenza quando noi diciamo: questo rosso è vivido, questo rosso è scialbo. Il rosso dello spettro è il rosso più vivido esistente in natura. Esso possiede quindi la massima saturazione. Questo rosso, però può diventare, meno vivido, può diventare rosa, ecc. fino a sbiancarsi completamente. Si dice che il colore perde in saturazione: *è come se gli venisse aggiunta della luce bianca* (fig. 5). Per ciò che riguarda la saturazione, i colori dello spettro del sole sono quindi colori con la massima saturazione ammissibile dato che, per definizione e per natura, non contengono luce bianca. Il concetto fisico di saturazione è la purezza.

La terza caratteristica di un colore è la sua *brillantezza* (fig. 4 in alto). Supponendo che i singoli riquadri siano dei filtri aventi la stessa tinta (e cioè, il rosso) e la stessa saturazione, e immaginando che dietro questi filtri ci siano lampadine di *potenza descrescente*, si può notare che il rosso pur rimanendo sempre rosso, appare brillante quando possiede molta energia, e

diventa meno brillante, via via che l'energia irradiata diminuisce, passando dal rosso brillante al marrone, e apparendo infine quasi nero nell'ultimo filtro dato che dietro questo filtro non esiste alcuna sorgente di energia, e cioè nessuna lampadina. Il parametro fisico della brillantezza è la *luminanza*.
Concludendo possiamo pertanto affermare che qualsiasi colore possiede tre parametri che, considerati dal punto di vista della impressione che producono sul nostro occhio, vengono chiamati:
tinta, saturazione e brillantezza
mentre considerati in maniera più aderente alla realtà fisica, vengono chiamati:
lunghezza di onda, purezza e luminanza.
Se al colore degli oggetti si toglie la tinta e la saturazione rimarrà la sola brillantezza o luminanza dei vari colori. È appunto la sola brillantezza (o luminanza) dei colori quella che noi vediamo sullo schermo di un televisore in bianco e nero o in una fotografia in bianco e nero (fig. 6).
Vedremo tra poco come sia possibile realizzare un sistema di trasmissione di immagini il quale oltre a questa caratteristica dei colori, e cioè, alla luminanza possa trasmettere anche le altre due caratteristiche di un dato colore, e cioè, la tinta e la saturazione.
La brillantezza o luminanza di un dato colore costituisce *l'informazione di luminanza*. La tinta e la saturazione, sempre di quel dato colore, costituiscono *l'informazione di crominanza.*
Prima di vedere come sia possibile aggiungere *all'informazione di luminanza,* già trasmessa dalla televisione in bianco e nero, anche *l'informazione di crominanza* di una data scena è necessario che

Fig. 5 - È un altro esempio che mette in evidenza quando delle tre caratteristiche dei tre colori fondamentali (rosso, verde e blu) si varia solo la saturazione.

vediamo brevemente com'è fatta quella parte del nostro occhio che trasforma l'immagine ottica degli oggetti che ci circondano in sensazioni di colore.

Comportamento dell'occhio nei confronti degli oggetti colorati.

In fig. 7 è riportata una retina (fondo dell'occhio) in sezione. Sono indicati in colore i coni, in nero i bastoncini. *I bastoncini sono molto più numerosi e più* sensibili dei coni e ci permetterebbero di vedere nella semioscurità. I *coni* invece ci permetterebbero di vedere il colore degli oggetti. I gangli (fig. 7) mettono in contatto le terminazioni dei coni e dei bastoncini con le prime fibre del nervo ottico.
Il fenomeno-visione rimane tutt'oggi uno dei campi dove, sia la fisiologia che la fisica, hanno ancora molto da studiare.

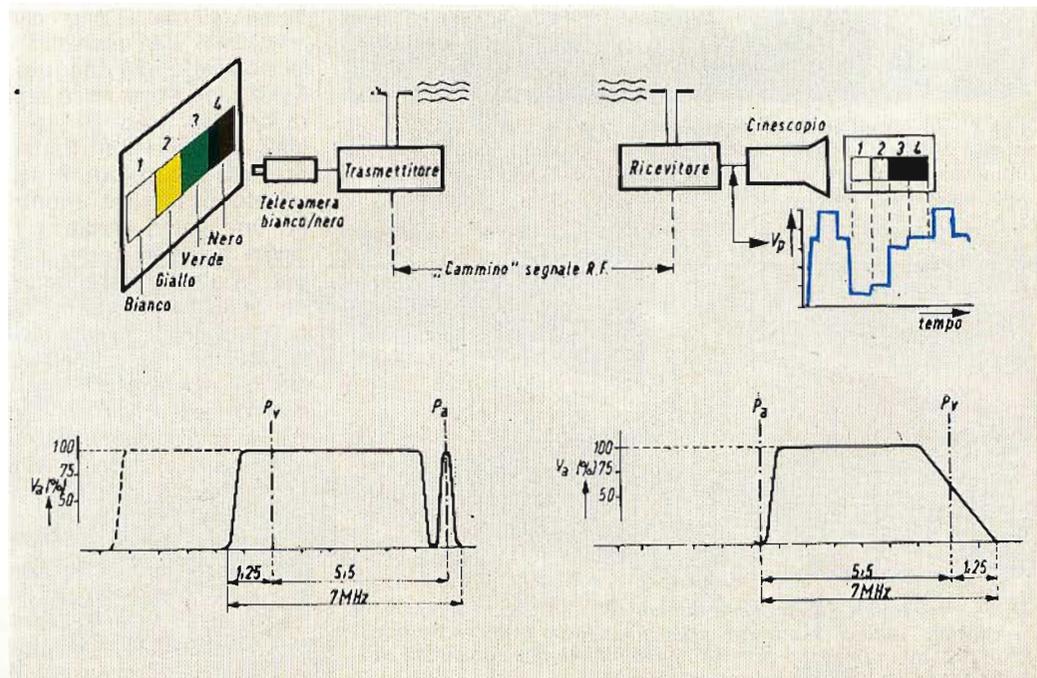



Fig. 6 - La televisione in bianco e nero trasmette solo la luminanza dei vari colori. I colori ripresi sono il bianco, il giallo, il verde e il nero. Al cinescopio del televisore in bianco e nero vengono applicati segnali corrispondenti solo all'informazione di luminanza di questi colori, e di conseguenza, essi saranno riprodotti come una serie di grigi. In basso: banda passante che deve avere l'amplificatore a F.I. del ricevitore (a destra) e banda passante del trasmettitore (a sinistra).

Fig. 7 - A sinistra: parti principali dell'occhio umano. A destra: sezione ingrandita della retina.

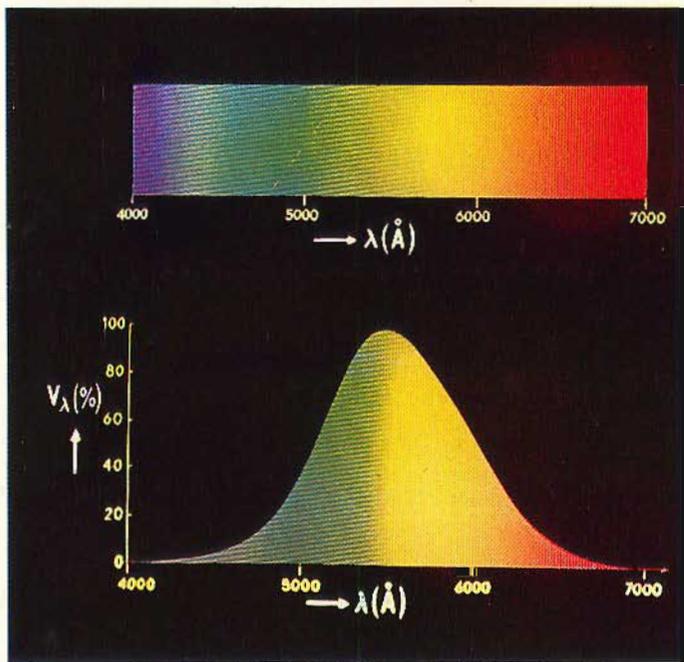
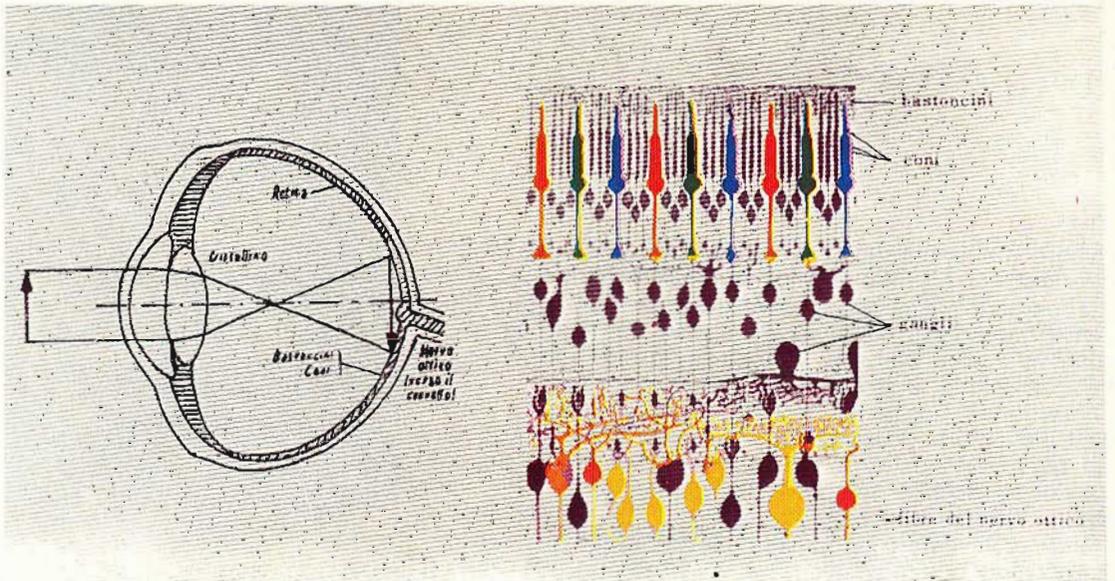



Fig. 8 - In basso: curva di sensibilità dell'occhio umano. A parità di energia irradiata, l'occhio vede più brillanti i colori giallo-verdi; meno brillanti i rossi, e ancora meno i blu. In alto: colori dello spettro aventi uno stesso contenuto di energia luminosa.

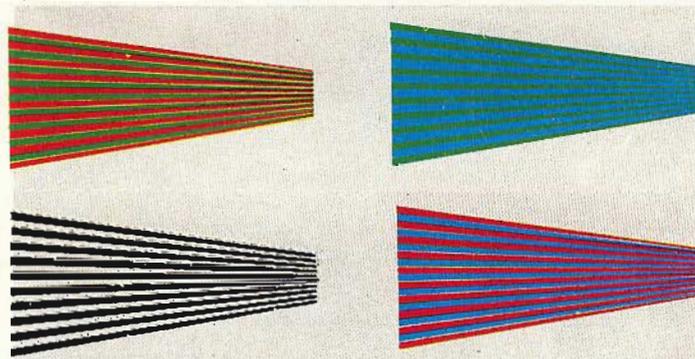



Fig. 9 - Osservando questa figura da una certa distanza, l'occhio vedrà ben distinti i dettagli bianco-neri della prima figura bianco-nera in basso a sinistra; non altrettanto netti gli appariranno i dettagli colorati della stessa figura nei tre colori rosso, porpora e blu.

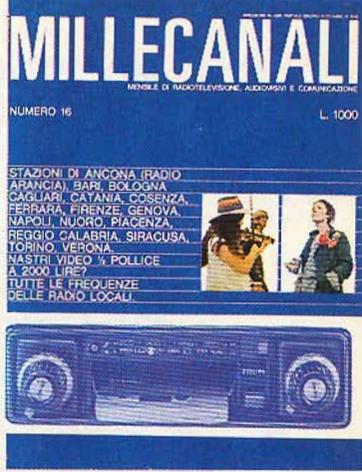
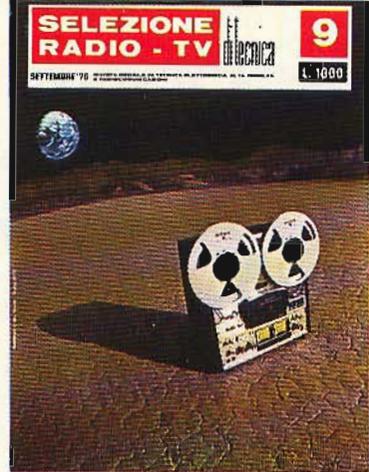
Per la realizzazione della televisione a colori sono comunque bastate quelle semplici osservazioni fatte da Helmholtz e da Young, 100 anni fa, e che sono servite alla realizzazione dei sistemi di trasmissione di immagini a colori attualmente in funzione. Una di queste osservazioni riguarda il comportamento dell'occhio di fronte alla *luminanza* dei vari colori dello spettro solare. Prove sperimentali condotte su un gran numero di individui hanno dimostrato che l'occhio percepisce in maniera diversa la brillantezza (o luminanza) dei colori dello spettro solare. In particolare, supponendo che tutte le luci colorate dello spettro (in alto in fig. 8) contengano un uguale valore di energia, all'occhio appariranno più brillanti (più luminosi) i colori che si trovano *al centro* dello spettro solare; nonostante che i rossi ed i blu contengano la *stessa energia* dei giallo-verdi, l'occhio li vede *meno* brillanti, *meno* luminosi!!

Nei confronti della luminanza - una delle caratteristiche del colore - l'occhio presenta quindi una differente *sensibilità* indicata appunto dalla curva in basso in fig. 8 che viene chiamata appunto *curva di sensibilità dell'occhio*. La massima sensibilità l'occhio la possiede per la gamma dei giallo-verdi (circa 555 nm) dove esso apprezza 680 lumen per 1 watt di energia irradiata.

Una seconda caratteristica del nostro occhio nei riguardi del colore è indicata dalla fig. 9. Come potete osservare, mentre è possibile vedere, ponendosi ad una certa distanza tutti i minimi dettagli della prima figura in basso a sinistra, non altrettanto vale per le altre *stesse* figure colorate.

Se ne trae la conclusione che l'occhio non riesce a vedere il dettaglio colorato con quella stessa nitidezza e precisione con cui apprezza il dettaglio bianco e nero. Di questa limitazione del nostro occhio nei riguardi del dettaglio colorato ci converrà tener conto quando, più avanti, illustreremo i sistemi di trasmissione delle immagini colorate.

La figura 10 mette in evidenza una terza importante caratteristica dell'occhio umano: *la possibilità di riprodurre a distanza immagini a colori è basata proprio su questa caratteristica.*

In fig. 10 (a sinistra) sono indicati tre proiettori muniti di lampade della *stessa potenza*. Davanti a ciascun obiettivo ci sono tre filtri, di colore rispettivamente rosso, verde e blu.

le quattro
grandi
dell'elettronica
in Italia
annunciano

la più qualificata
rivista italiana
di elettronica,
microelettronica,
informatica
e automazione
professionale

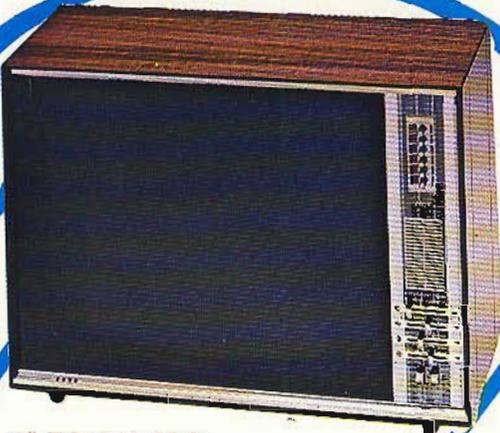
l'unica rivista
italiana
di televisione,
radio, hi fi,
e audiovisivi

3ABBON77GRANCON

OVVERO

1° PREMIO

Televisore a colori Sony 20" - KV2000ET
Semplicemente favoloso.
Sistema Trinitron Plus. AFC
Tastiera sensoriale con possibilità
di memorizzare 8 programmi.

la soluzione ideale
per risparmiare, ricevere
comodamente in anticipo
a casa vostra 3 (o 4) riviste
e soprattutto come vincere
sicuramente (o quasi) uno dei
232 favolosi premi del grande
concorso abbonamenti 1977.

2° PREMIO

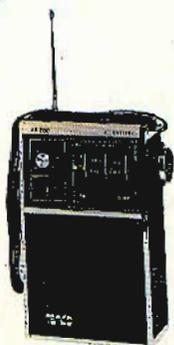
Televisore 24" GBC UT/7324
Il televisore che arreda. Schermo fumé.
Possibilità di memorizzare 6 programmi.
Dimensioni: 660 x 505 x 415

dal 3° al 12° PREMIO

Multimetro digitale Sinclair DM2
Il sogno di ogni tecnico. Display a 4 cifre.
Commutazione alimentazione interna-esterna.

la editoriale
promuove un grande
concorso a premi
riservato a chi si
abbona ad almeno
3 riviste entro
il 23/12/76

NCOR 232 FAVOLPREMI

dal 13° al 32° PREMIO

Radio portatile AM-FM Tenko
Un vero gioiello di tecnica e design.
Assicura un ascolto fedele di innumerevoli programmi.
Può funzionare sia in c.c. che in c.a.

dall'83° al 143° PREMIO

Calcolatrice Sinclair Cambridge %
8 cifre - Esegue le 4 operazioni fondamentali e il calcolo delle percentuali.
Costante automatica e virgola fluttuante.

Tester Cassinelli TS 141
Utile al tecnico e all'hobbista
20.000 Ω/V in c.c.
e 4.000 Ω/V in c.a.
10 campi di misura
71 portate.

dal 33° all'82° PREMIO

dal 144° al 232° PREMIO

Radio Portatile OM Tenko
Piccola ed elegante ti accompagna ovunque
Funziona con una sola pila.

Ric. Aut. Min.

REGOLAMENTO

1) La editoriale JCE promuove un concorso a premi in occasione della campagna abbonamenti 1977.
2) Questo annuncio è pubblicato contemporaneamente sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica Radio TV e Millecanali.
3) Per partecipare al concorso è necessario sottoscrivere un abbonamento 1977 ad almeno 3 delle 4 riviste JCE.
4) È condizione essenziale per l'ammissione alla estrazione dei premi sottoscrivere gli abbonamenti entro e non oltre il 23.12.76.
5) L'estrazione dei premi indicati in questo annuncio avverrà presso la sede JCE entro e non oltre il 28.2.77.
6) L'estrazione dei 232 premi del concorso si svolgerà in una unica soluzione.
7) L'elenco dei vincitori e dei premi in ordine progressivo sarà pubblicato subito dopo l'estrazione sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica Radio TV e Millecanali. La JCE, inoltre, ne darà comunicazione scritta ai singoli vincitori.
8) I vincitori potranno ritirare i premi presso uno dei punti di vendita GBC in Italia.
9) I dipendenti e collaboratori della editoriale JCE e i loro parenti diretti sono esclusi dal concorso a premi.

Proposta n. 1

Abbonamento 1977 a
SPERIMENTARE
+ Carta di sconto GBC 1977

L. 9.800 anziché L. ~~12.000~~

Proposta n. 2

Abbonamento 1977 a
SELEZIONE RADIO TV
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione Radio TV

L. 10.800 anziché L. ~~12.000~~

Proposta n. 3

Abbonamento 1977 a
MILLECANALI HI-FI
+ Carta di sconto GBC 1977

L. 10.500 anziché L. ~~12.000~~

Proposta n. 4

Abbonamento 1977 a
ELETTRONICA OGGI
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche

L. 19.500 anziché L. ~~24.000~~

le nostre
proposte
valide fino
al 23-12-1976

per i versamenti
utilizzate il modulo
di conto corrente postale
inserito in questa rivista

1977

CAMPAGNA ABBONAMENTI

una combinazione
ancora più
vantaggiosa

Proposta n. 5

Abbonamento 1977 a
SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Guida del riparatore TV color

L. 18.000 anziché L. ~~24.000~~

Proposta n. 6

Abbonamento 1977 a
SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
MILLECANALI HI-FI
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)

L. 25.000 anziché L. ~~36.000~~

le combinazioni
che partecipano
al grande
concorso

Proposta n. 7

Abbonamento 1977 a
SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
ELETTRONICA OGGI
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 di Selezione R. TV
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche

L. 37.000 anziché L. ~~48.000~~

Proposta n. 8

Abbonamento a
SPERIMENTARE +
SELEZIONE RADIO TV +
ELETTRONICA OGGI +
MILLECANALI HI-FI
+ Carta di sconto GBC 1977
+ Indice 1976 Selezione R. TV
+ Indice 1976 di Elettronica Oggi
+ Guida del riparatore TV color
+ Catalogo GBC 1977 (lettera G)
+ Numeri professionali
di Attualità Elettroniche

L. 43.000 anziché L. ~~60.000~~

Le luci colorate vengono proiettate su uno schermo bianco. I proiettori sono leggermente inclinati in modo che le loro immagini possano sovrapporsi parzialmente su uno schermo bianco.
I fatti veramente interessanti sono i seguenti:
La zona dello schermo dove confluiscono le luci rossa e verde, l'occhio la vede *gialla*. Quella dove confluiscono le luci rossa e blu, l'occhio la vede porpora (o magenta). Quella dove confluiscono le luci verde e blu, l'occhio la vede di colore *ciano* (un colore verde-blu). Infine, la zona centrale, dove pervengono tutte e tre le luci colorate, l'occhio la vede *bianca*. Partendo da due o tre colori noti sarà quindi sempre possibile attraverso una mescolazione *additiva ottenere un terzo colore: un nuovo colore!*
la cosa veramente interessante è che *variando* opportunamente l'energia luminosa di queste tre sorgenti di partenza, chiamate sorgenti di *colore primario,* è possibile ottenere non solo i quattro nuovi colori citati (chiamiamo "colore" in questo caso anche il bianco) ma un'infinità di altri colori: tutti i colori delle cose che ci circondano!
La fig. 10 a destra indica la situazione cromatica nel caso in cui sia stata variata la potenza della *sola* sorgente del rosso: come si vede, una variazione di potenza luminosa da 100 W a 200 W è bastata perché per esempio, la zona gialla non appaia più gialla bensì arancione; a sua volta, la zona porpora non è più di colore porpora ma è un porpora tendente al rosso, ed infine, anche la zona bianca non appare più bianca bensì rosa.
A questo punto è bene tener presente che *l'impressione del bianco* si ha solo quando all'occhio pervengono le tre luci primarie *con la stessa energia.* Basta che una di queste sorgenti abbia un'intensità luminosa leggermente superiore perché si rompa, diciamo così, l'equilibrio che dà il bianco, ed allora la primitiva zona bianca al centro apparirà verdastra, rossastra o bluastra a seconda che predomini la sorgente del verde, del rosso o del blu.
Nel nostro esperimento il nuovo colore era ottenuto dalla somma dei due o dei tre colori primari. Per questo motivo il nuovo colore è ottenuto con un processo *additivo* mentre, abbiamo visto, che i colori degli oggetti illuminati dal sole o da altra sorgente di luce artificiale si ottengono con il processo *sottrattivo* (fig. 3)
Il processo additivo, per la sua stessa natura, riguarda esclusivamente *sorgenti di luce.* Nella televisione a colori sono usati come colori *primari* il rosso e il blu, che si trovano, come sappiamo, agli estremi dello spettro solare, ed il verde, che si trova al centro di detto spettro (fig. 8 in alto). Teoricamente, potevano essere scelti come primari anche altre terne di colori. La caratteristica che deve possedere un colore primario è quella di non poter essere ottenuto per mescolazione additiva degli altri due primari scelti. Nel caso particolare della figura 10 a sinistra, in cui le tre sorgenti di colore primario hanno la *stessa*

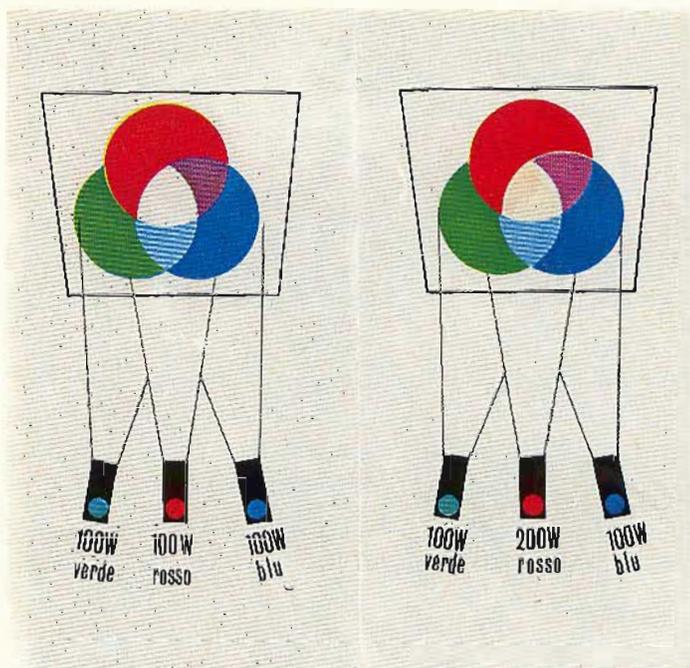



Fig. 10 - A sinistra: esempio di formazione di luci colorate rispettivamente gialla, ciano, porpora e bianca, partendo da tre sorgenti di luci primarie rossa, verde e blu di uguale intensità luminosa. A destra: formazione di altri colori variando, per esempio, solo l'intensità luminosa di un colore primario, nel nostro caso, il rosso.

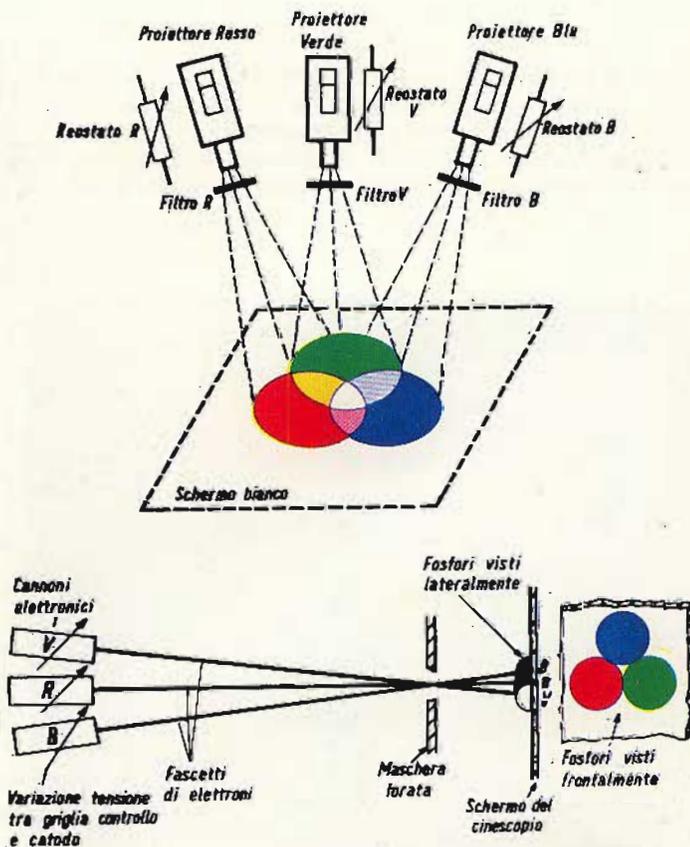



Fig. 11 - Sfruttamento del processo di formazioni dei colori col metodo additivo per la realizzazione del cinescopio per la televisione a colori: In alto le superfici colorate vengono sovrapposte; in basso, esse vengono rimpicciolite enormenente e poste una accanto all'altra; la mescolazione in questo secondo caso avviene nella retina. Il risultato è però uguale in entrambi i casi, e cioè: formazione di un nuovo colore.

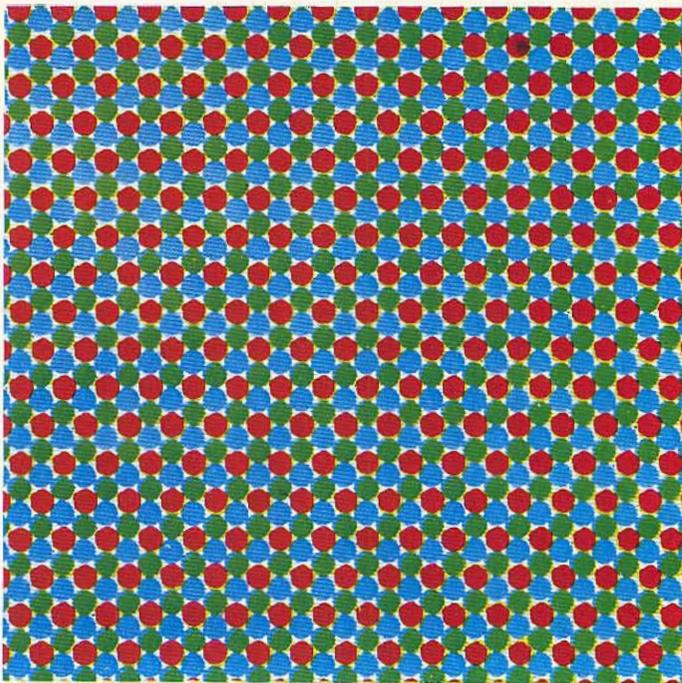



Fig. 12 - Come appare lo schermo di un cinescopio a maschera forata visto attraverso una lente d'ingrandimento. In questo caso, i tre fascetti di elettroni avevano la stessa intensità di corrente, e di conseguenza, le triadi rosso-verde-blu emettevano la stessa intensità di luce. Osservato senza lente d'ingrandimento, lo schermo appare bianco!

intensità luminosa, i nuovi colori prodotti sono il giallo, il ciano il porpora (o magenta) e il bianco. Questi colori vengono chiamati *complementari*, ed hanno la caratteristica che, sommati al primario che non concorre alla loro formazione, danno sempre il bianco.

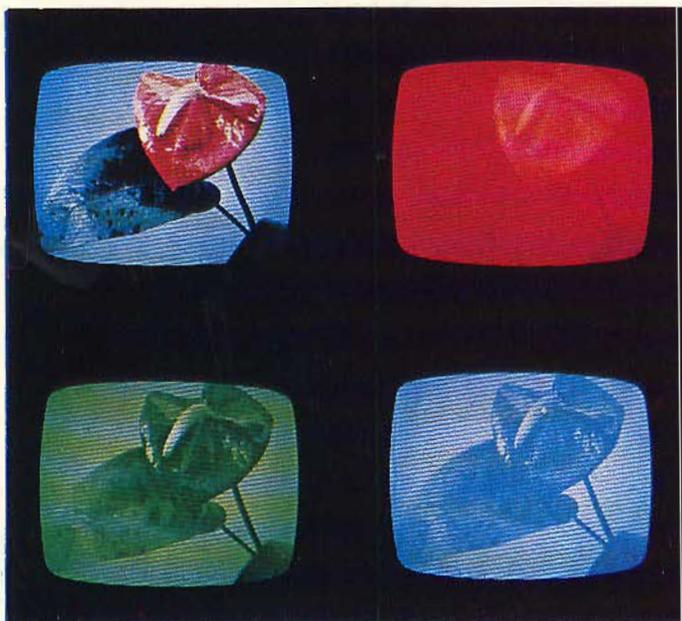



Fig. 13 - In alto a sinistra: si vuole trasmettere questo fiore. Il filtro rosso posto davanti al primo tubo da ripresa (fig. 14) fa passare solo le componenti rosse (immagine rossa), il filtro verde fa passare solo le componenti verdi (immagine verde), il filtro blu, solo le componenti blu (immagine blu).

Il processo additivo sfruttato per realizzare il cinescopio a colori

Non è necessario che per ottenere un nuovo colore, le sorgenti di colore primario debbano sovrapporsi come abbiamo visto in fig. 10. Se noi le rimpiccioliamo enormemente e le poniamo *una accanto all'altra* come nel caso in basso di fig. 11, l'occhio, stando ad una certa distanza, non potrà vederle singolarmente ma per lui sarà come se provenissero da *uno stesso punto*. Ma allora si ricade nel caso della mescolazione delle zone colorate (fig. 10 e fig. 11 in alto).
La superficie piena dei puntini, rossi, verdi e blu disposti a triadi (fig. 12) se noi potessimo osservarla da molto lontano, la vedremmo *bianca*.In questo caso però dovrebbe essere verificata la condizione in precedenza stabilita per il bianco, cioè: l'energia irradiata dovrebbe avere lo stesso valore per tutti e tre i colori.
Questo caso particolare della mescolazione additiva dei colori viene sfruttato per formare lo schermo dei cinescopi a maschera forata per la televisione a colori (fig. 11 in basso e fig. 12).

Il più semplice sistema di formazione e trasmissione di immagini a colori

L'applicazione pratica dei principi della tricromia che abbia visto in precedenza ci porta direttamente alla realizzazione di un sistema di trasmissione di immagini a colori. Vediamolo nel suo schema essenziale.
Abbiamo visto che variando l'intensità luminosa di tre sorgenti di colore primario rosso, verde e blu è possibile riprodurre qualsiasi colore. All'atto della ripresa della scena dovremo fare il processo inverso: vedere cioè *quanto* rosso, *quanto* verde, *quanto* blu è contenuto nel colore da trasmettere. Ottenuti questi *valori di luminosità* dei colori primari, per riprodurre, in ricezione, il colore ripreso basterà mescolare questi tre valori di luminanza di questi tre colori primari e riotterremo il colore trasmesso.
La televisione in bianco e nero abbiamo visto che trasmette una sola informazione del colore, e cioè, solo *la luminanza complessiva* di tutti i colori della scena. Nel caso della televisione a colori dobbiamo trasmettere *le luminanze* dei tre colori fondamentali.
Le informazioni da trasmettere contemporaneamente sono quindi *tre*, ed essendo completamente indipendenti l'una dall'altra, necessitano di tre distinti canali.
Supponiamo di voler riprendere e trasmettere l'immagine a colori in alto in fig. 13; e cioè il fiore. Con riferimento al sistema di ripresa riportato in fig. 14 vediamo che la luce colorata proveniente da un dato punto del fiore viene opportunamente

Fig. 14 - Sistema semplificato di ripresa e di riproduzione di un'immagine a colori. In alto, la telecamera, estrae quanto di rosso, di verde e di blu c'è nella scena a colori da riprendere; (nel nostro caso un fiore, vedi fig. 13); li trasforma in corrispondenti segnali elettrici, che opportunamente amplificati e corretti, riproducono su tre schermi con fosfori rosso, verde e blu, le tre componenti di colore primario che sovrapposte punto su punto su uno schermo bianco riprodurranno la primitiva immagine a colori.

filtrata da un sistema combinato di specchi dicroici e filtri. Sul catodo del tubo da ripresa in basso in fig. 14 avremo pertanto *solo* la componente rossa del fiore (fig. 13 in alto a destra). Alla stessa maniera, sui fotocatodi degli altri due tubi da ripresa avremo rispettivamente, le componenti verde e blu dei colori del fiore (fig. 13 in basso).
Vedete quindi come con mezzi relativamente semplici, siamo riusciti a estrarre dai vari colori del fiore, quella quantità di rosso, di verde e di blu che ci serviranno, al posto di ricezione, per ricomporre, grazie al fenomeno della mescolazione additiva, i veri colori del fiore. In particolare, vediamo che ciascun plumbicon (tubo da ripresa) trasforma *le variazioni di luminanza* di ciascun primario in corrispondenti variazioni di tensione. Queste variazioni di tensione possono essere inviate via cavo ad opportuni amplificatori, ed infine applicate tra catodo e griglia controllo di tre cinescopi i quali differiscono da quelli usati in televisione in bianco e nero solo per avere sul loro schermo un differente tipo di sostanza luminescente. In particolare, tali sostanze debbono emettere nell'istante in cui sono colpite dagli elettroni, una luce rossa, verde e blu uguali come tinta e saturazione alle luci rosse, verdi e blu selezionate dal complesso degli specchi dicroici e dei filtri presenti nella telecamera.
In altre parole, le componenti rossa verde e blu presenti sui fotocatodi dei tre tubi da ripresa e sugli schermi dei tre cinescopi del ricevitore debbono essere identiche come tinta, saturazione e luminanza (sono appunto le componenti primarie riportate in fig. 13). Solo se si verifica questa condizione succederà che quando queste tre immagini vengono *sovrapposte* con sistemi ottici sullo schermo del ricevitore di fig. 14 in basso, potremo rivedere gli stessi colori presenti nella scena ripresa.
Questo sistema dei tre cinescopi separati è attualmente usato quando si vogliono ottenere immagini a colori molto grandi. Nei televisori commerciali si usa attualmente il cinescopo a maschera con il quale si è risolto in maniera brillante il problema di ottenere su un *unico schermo direttamente* l'immagine con i suoi colori naturali, e non come nel caso di fig. 14, ricorrendo a complicati sistemi ottici. Per ottenere ciò abbiamo già visto che le sostanze luminescenti non vengono depositate in modo uniforme ma sotto forma di puntini ravvicinati molto piccoli (vedi figure 11 e 12).
Della costruzione del cinescopio a maschera, del suo funzionamento, delle correzioni di carattere elettrico e geometrico necessarie al suo corretto funzionamento ci occuperemo in altra parte di questo lavoro.
Le correzioni di *carattere geometrico* hanno per scopo di far sovrapporre in qualsiasi punto dello schermo le tre immagini nei colori primari rosso, verde e blu.
Le correzioni di *carattere elettrico* hanno per scopo di fare in maniera che le intensità luminose delle componenti primarie corrispondano a quelle presenti sui fotocatodi dei tubi da ripresa.

Fig. 15 - Diagramma della cromaticità. Dentro l'area a ferro di cavallo si trovano tutti i colori esistenti in natura. Lungo la curva si trovano i colori dello spettro solare contraddistinti dalle relative lunghezze d'onda; andando verso il centro tali colori si desaturano fino a sbiancarsi. Ai vertici dei triangoli si trovano i colori usati in televisione. I colori racchiusi nella superficie curva sono quelli che possono riprodurre la stampa e la fotografia a colori.

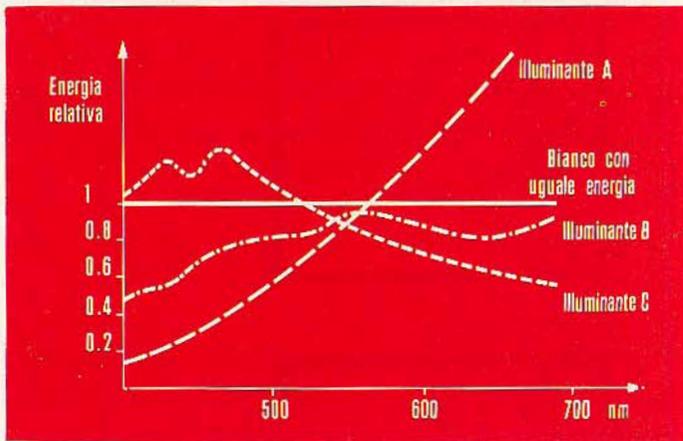



Fig. 16 - Composizione energetica dei vari tipi di "bianco" (illuminanti). Per la televisione a colori è stato scelto il bianco o illuminante C.

Diagramma della cromaticità

Per completare la descrizione del sistema di trasmissione di immagini a colori *via cavo* (o in circuito chiuso) riportato in fig. 14 occorrerà illustrare tre punti fondamentali e cioè:

1°, il criterio adottato per la scelta della tinta e della saturazione dei colori primari rosso, verde e blu adottati.

2°, il criterio per la scelta del bianco usato in televisione

3°, la correzione del gamma (γ)

La figura 15, come tutti sanno, riporta il *diagramma della cromaticità. Con questo diagramma è facile prevedere quale sarà la tinta esatta del colore risultante dalla mescolazione additiva di due o di tutti e tre i colori primari rosso, verde e blu.*

Lungo il perimetro della superficie a "ferro di cavallo" si trovano i colori dello spettro del sole. I numeri indicano le varie lunghezze d'onda di questi colori.

Lungo la *retta di chiusura* in basso si trovano tutti i colori risultanti dalle varie combinazioni di mescolazione del rosso e del blu. Sono i colori porpora i quali, com'è noto, non sono contenuti nello spettro solare.

I colori che si trovano lungo il perimetro del diagramma a ferro di cavallo, essendo colori spettrali, hanno la *massima* saturazione. Via via che ci si avvicina verso il centro del diagramma, tali colori perdono di saturazione, in altre parole, si desaturano, fino a sbiancarsi completamente (punto del bianco W). Qualsiasi colore può essere individuato mediante due ben precisi valori delle coordinate x e y. Sono inoltre riportati due triangoli, ed una superficie irregolare.

I vertici di questi due triangoli corrispondono alle tinte del rosso, del verde e del blu *usate dalla televisione* a colori. Anche questi primari scelti sono definibili mediante precisi valori di coordinate x e y del diagramma di cromaticità. I triangoli sono due in quanto *inizialmente* si scelsero per il verde primario, due valori di coordinate; successivamente venne adottata per il verde una tinta più satura. Questa variazione del valore delle coordinate del verde ha seguito lo sviluppo delle sostanze luminescenti usate per fornire i cosidetti fosfori dello schermo. È evidente infatti che la scelta delle esatte tinte dei colori primari è strettamente legata ai colori che ci possono fornire le sostanze luminescenti degli schermi. *Sono infatti i colori primari forniti da queste sostanze che in ultima analisi debbono riprodurre i colori dell'immagine ripresa.*

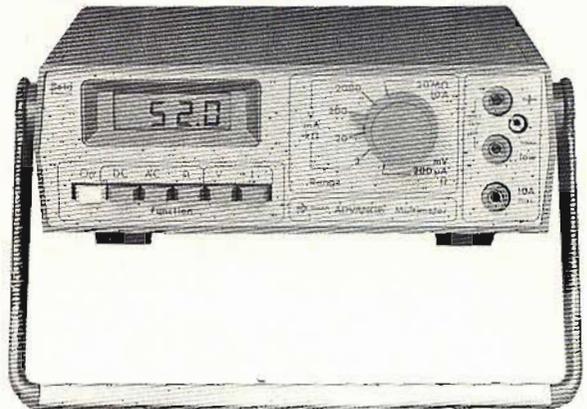
La maggiore saturazione di cui sono capaci i fosfori verdi permette agli attuali cisnescopi di riprodurre la gamma dei colori della pelle umana, dell'*incarnato* come si suole dire, i più difficili da riprodurre.

I colori racchiusi dentro la superficie *curva* sono quelli riprodotti dalla stampa e dalla fotografia a colori. Come risulta dal grafico, queste tecniche possono riprodurre *in alcuni settori* una gamma di colori più estesa di quella che ci dà la televisione a colori. Complessivamente però lo schermo del cinescopio è in grado di offrirci una gamma di colori più estesa di quella che ci possono dare le tecniche della stampa e della fotografia a colori.

Fig. 17 - Motivo della necessità dei correttori del gamma di fig. 14. A = curva di pilotaggio del cinescopio (andamento non lineare ma quadratico); B = curva di amplificazione dei correttori del gamma (andamento non lineare ma opposto a quello di A). Il sistema telecamera-cinescopio diventa lineare (andamento lineare della curva) dalla combinazione delle curve A e B.

La scelta del punto del bianco

Il grafico di fig. 16 indica la composizione energetica dei vari tipi di bianchi, chiamati in televisione in modo generico *illuminanti.*

In ascisse sono riportate le lunghezze d'onda dello spettro, in ordinate l'energia relativa. La curva dell'*illuminante A* si riferisce al contenuto energetico della luce bianca fornita da una lampada a filamento

di tungsteno. La curva dell'*illuminante B* si riferisce al contenuto energetico della luce bianca del sole a mezzogiorno: predomina l'energia del rosso.
La curva dell'*illuminante C* indica l'energia contenuta nella luce bianca proveniente dal cielo. Come si vede abbiamo un certo equilibrio, tra energia dei rossi e dei blu. Questo bianco è il tipo di bianco adottato come bianco nella televisione a colori.
C'è infine la retta del bianco con uguale energia che vuole rappresentare il contenuto energetico di un *bianco teorico* nel quale tutti i colori figurano con un uguale contenuto di energia. Un siffatto bianco non esiste in natura. Ma è molto utile per eseguire e semplificare i calcoli della colorimetria.

Correzione del gamma

Quando abbiamo descritto sommariamente il sistema di trasmissione di immagini a colori in circuito chiuso non abbiamo spiegato la presenza dei tre dispositivi inseriti nei tre canali dei colori primari (vedi fig. 14).
Nel sistema di trasmissione in circuito chiuso illustrato in fig. 14 abbiamo *due punti* dove avviene la conversione di grandezze fisiche di differente natura; infatti, sul fotocatodo del tubo da ripresa, un dato *livello di luce* viene trasformato in un corrispondente *livello di tensione*. In ricezione, questo livello di tensione deve essere ritrasformato in un dato livello di luce: i colori forniti dallo schermo del cinescopio corrisponderanno a quelli ripresi dalla telecamera *solo* se i dispositivi che effettuano queste trasduzioni di grandezze si comportano linearmente e cioé *tanta luce/tanta tensione - tanta tensione/tanta luce*.
Alla telecamera, la trasformazione di un dato valore di luce in una data tensione segue una legge pressocché *lineare*.
Questo non si verifica in ricezione dove tra tensione applicata tra griglia e catodo del cinescopio e luce emessa, *l'andamento* non è lineare ma pressocché quadratico (curva *a* fig. 17). È evidente che lasciando stare così le cose, i colori con poca luminanza verrebbero riprodotti con una luminanza ancora più bassa; quelli invece con una luminanza più elevata verrebbero riprodotti con una luminanza troppo elevata.
Questo inconveniente viene eliminato sottoponendo i segnali di uscita dai tre tubi da ripresa ad una certa distorsione *contraria* a quella introdotta dal cinescopio (curva *b* fig. 17).
L'effetto finale di queste due distorsioni è quello di *simulare* un sistema che dalla telecamera al cinescopio abbia un andamento lineare (curva *c* fig. 17).
Questa correzione viene detta *del gamma* in quanto l'esponente dell'equazione che indica l'andamento della curva del cinescopio viene indicata con la lettera greca *gamma* (γ).
I segnali dei colori primari all'uscita di questi correttori del gamma portano un apice, che il più delle volte, è sott'inteso (vedi V_R', V_B', V_V' in fig. 14).

(continua)

L'elettronica nelle apparecchiature di impianti elettrici civili

terza parte

di Fabrizio CHINAGLIA della Bassani Ticino S.p.A.

La realizzazione di un nuovo tipo di interruttore di comando per l'illuminazione è oggi l'applicazione più significativa dell'elettronica nel settore degli apparecchi elettrici civili. Ci sembra dunque il caso, anche per il notevole interesse da più parti suscitato, dedicare interamente il presente articolo a questo prodotto sicuramente destinato ad avere un vasto consenso di pubblico.

Gli apparecchi elettromeccanici (interruttori, deviatori, invertitori, relè ciclici ecc.), con i quali si ottiene normalmente il comando dell'illuminazione negli ambienti civili, presentano alcuni inconvenienti attribuibili alla struttura meccanica stessa. La presenza infatti di organi elastici (molle) causa una certa rumorosità nel funzionamento e la possibilità, nel tempo, di un anormale riscaldamento ed usura dei contatti. Inoltre, volendo ottenere comandi da più punti, gli schemi di installazione divengono abbastanza complessi.

Molto di più tuttavia su questa strada non si può fare, dato l'alto grado di specializzazione già raggiunta, per questo si è pensato a una soluzione elettronica. Sono nati così gli interruttori di comando completamente elettronici, nei quali i contatti e i cinematismi meccanici sono stati sostituiti da un diodo controllato (Triac) asservito a un circuito avente un ingresso di comando «a tocco» o «a sfioramento»(1).

A questa idea si sono dedicate diverse ditte costruttrici di materiale elettrico, soprattutto estere; in queste note, però, è nostra intenzione parlare degli apparecchi progettati e costruiti interamente in Italia poichè, come vedremo di seguito, offrono nel complesso caratteristiche tecniche nettamente superiori. Ne riportiamo in fig. 1 una sezione e il relativo circuito interno, esemplificato in uno schema a blocchi.

L'organo di comando dell'interruttore è costituito dal condensatore C avente una capacità di 5 pF e formato da due piastrine metalliche (elettrodi), una posta sulla placca di copertura (b) e l'altra all'interno dell'interruttore vero e proprio (a). La figura evidenzia anche la formazione del dielettrico interposto tra le armature.

All'atto dell'azionamento l'elettrodo (b) assume il potenziale di terra e del conduttore neutro(2).

La polarizzazione del condensatore determina un segnale che, prelevato ai capi di R, viene opportunamente amplificato e adattato per essere inviato al flip-flop. Quest'ultimo è un circuito bistabile a commutazione sequenziale e, avendo una funzione di memoria, provoca alternativamente ad ogni segnale di comando lo stato di conduzione e di interdizione del Triac.

Contrariamente a quanto possa sembrare a prima vista, la resistenza offerta dal corpo umano (mediamente di alcune migliaia di ohm) e, principalmente, quella determinata dall'esistenza di pavimentazioni isolanti (tappeti, moquettes, parquets ecc.) non ha, almeno entro ampi limiti compresi nella più ampia possibilità dei casi medi, influenza sulla sensibilità al comando dell'interruttore. Si tratta in effetti di valori di resistenze equivalenti inferiori alla resistenza R del circuito elettronico. L'amplificazione del segnale dà poi un'ulteriore garanzia di funzionamento sebbene, in as-

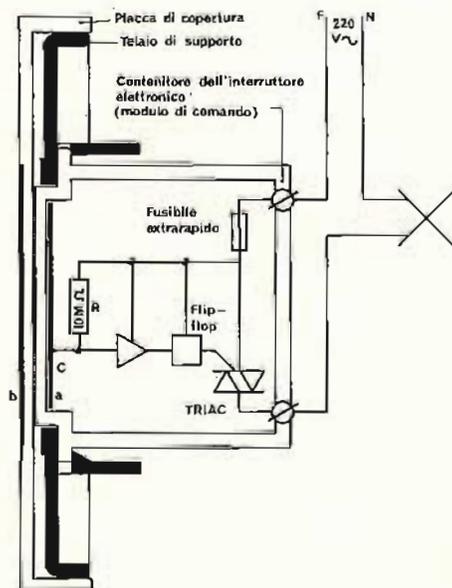



Fig. 1 - Sezione dell'interruttore elettronico e relativo circuito interno. Il triac è protetto da un fusibile di tipo extra rapido. L'elettrodo esterno b del condensatore C è la piastrina di comando «a tocco».

(1) I sistemi di comando sensibili alla vicinanza o al contatto di un corpo sono già stati utilizzati in vari campi come negli ascensori, nei controlli industriali ecc. Il loro principio di funzionamento, basato su oscillatori ad alta frequenza, è però diverso e non è economicamente e tecnicamente adatto per gli interruttori statici destinati agli impianti elettrici civili.

(2) Il neutro è normalmente messo a terra nelle cabine di trasformazione MT/BT.

Fig. 2 - Circuito d'ingresso degli interruttori di fabbricazione estera (tedesca).

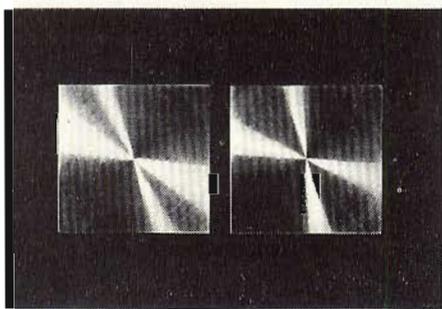



Fig. 3 - Placca di copertura per due moduli elettronici di comando della serie «Linea Surf» (Bassani Ticino s.p.a.). L'estetica della serie, caratterizzata dal contrasto tra il nero opaco della placca e il colore metallizzato della piastrina di azionamento in acciaio inox, si inserisce perfettamente in qualsiasi tipo di arredo.

senza di pavimentazioni isolanti, il livello del segnale medesimo (alcuni decimi di volt) sia di per se stesso sufficiente per essere inviato direttamente al flip-flop.

Le soluzioni di interruttori costruiti all'estero, per esempio quelli tedeschi, differiscono sostanzialmente dal circuito di ingresso, definibile ad accoppiamento galvanico. Infatti, supponendo per semplicità simile il rimanente circuito, questi apparecchi hanno una resistenza dell'ordine di 10 MΩ (fig. 2) collegata direttamente in serie alla piastrina di azionamento, la quale, in assenza del contatto della mano, assume il potenziale della fase (220 V). Quando viene toccata il corpo umano è percorso da una corrente verso terra di circa 22 µA, un valore non pericoloso, ma che può dare una fastidiosa sensazione simile a quella che si può avvertire venendo a contatto con elettrodomestici dall'isolamento parzialmente difettoso. E' evidente che in tali condizioni rimane sempre latente il pericolo di folgorazione, e quindi non può ritenersi garantita l'incolumità dell'utente in quanto esiste l'eventualità che la resistenza R_2 possa essere shuntata per diverse cause, quali infiltrazioni di umidità e difetti costruttivi della resistenza medesima.

Viceversa l'accoppiamento di tipo capacitivo del sistema di comando di fig. 1 dà un'assoluta garanzia per la sicurezza dell'utente, innanzitutto perché esiste un elevatissimo isolamento, di circa 600 MΩ, tra la piastrina di azionamento e l'elettrodo interno sul quale si presenta la tensione di rete.

In secondo luogo, essendo tutto il circuito annegato in una speciale resina isolante (compound) all'interno del proprio contenitore plastico, è impossibile che la tensione di rete si trasferisca sulla piastrina esterna per le cause e con le conseguenze prima viste. Inoltre la corrente di azionamento è di soli 0,3 µA, praticamente impercettibile anche fisiologicamente.

Il circuito elettronico comprende anche un filtro (non indicato in fig. 1) che evita disturbi alle ricezioni radiotelevisive in conformità alle norme CISPR (Comitato Internazionale Speciale per le Perturbazioni Radioelettriche).

VANTAGGI DI IMPIEGO E MODALITA' DI INSTALLAZIONE

Gli interruttori di comando statici sono caratterizzati, oltre che dall'assoluta silenziosità di funzionamento, da una superiore durata a sollecitazioni meccaniche, elettriche e ambientali e per la mancanza di cinematismi e, quindi, di attriti interni e di usura per fenomeni d'arco elettrico. L'assenza d'arco elettrico è soprattutto importante in ambienti con pericolo di esplosione.

F
220 V~
N
comando tradizionale da un punto (interruttore)

CONTROL
F P C
40 - 500 W
F
220 V~
N
comando da un punto

Fig. 4 -

F
220 V~
N
comando tradizionale da più punti (deviatore-invertitore)

CONTROL PILOT PILOT
F P C
P C
P C
40 ÷ 500 W
F
220 V~
N
P
C
comando da più punti

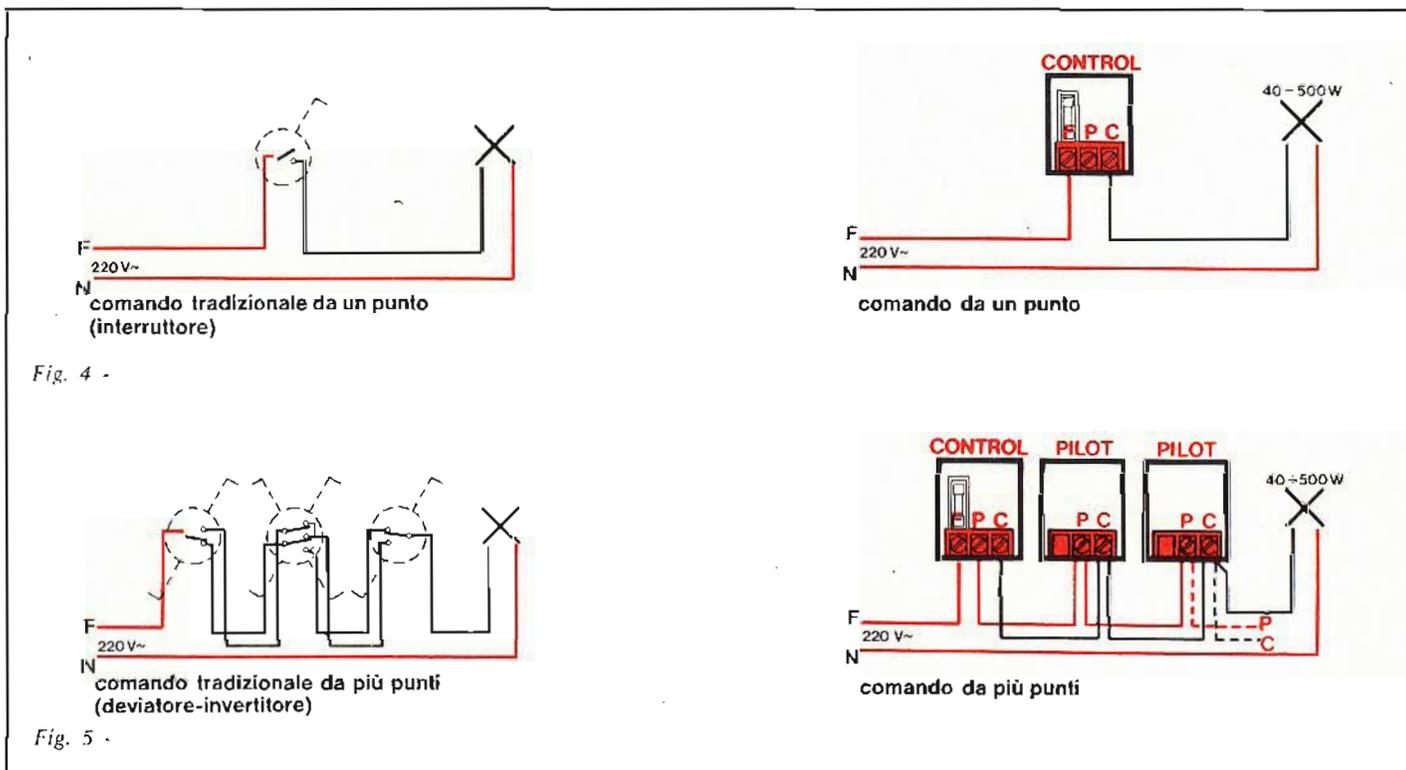



Fig. 5 -

Non richiedendosi il tasto di manovra, sostituito da una piastrina metallica che localizza il punto di azionamento (fig. 3), si è colta l'occasione per rinnovare la linea estetica delle placche divenute così estremamente semplici a tutto vantaggio del design.

Nella realizzazione pratica gli interruttori elettronici formano una «serie», intendendo con questo termine una gamma di apparecchi distinti la cui combinazione consente di comandare fonti luminose ad incandescenza e a fluorescenza da uno o più punti. Per rendere più comprensibile quanto detto, indichiamo nelle figure 4-5-6-7-8 gli apparecchi che compongono la serie e i relativi schemi di collegamento.

In particolare, il principale apparecchio è denominato «Control»; il suo circuito interno è conforme allo schema di fig. 1 e, perciò, è singolarmente impiegabile per comandi da un solo punto (fig. 4).

Il «Pilot» è un dispositivo ausiliario che permette di comandare il «Control» da punti periferici, come ad esempio in fig. 5. Contiene solamente il circuito di comando sensoriale e la sua funzione è paragonabile a quella di un pulsante elettromeccanico in chiusura.

Il «Pass», invece, non comprende il circuito di azionamento, ma solo quello di carico, e serve, abbinato al «Control», per realizzare il comando ciclico di due gruppi separati di lampade. Determina infatti la chiusura e l'apertura del proprio circuito di carico ogni due segnali di comando impartiti al «Control».

Infine l'apparecchio chiamato Start è un dispositivo da usare per il corretto funzionamento del «Control» e del «Pass» in caso di comando di lampade a fluorescenza a catodo caldo. Esso va collegato in parallelo ai reattori di queste ultime.

Dagli schemi riportati è facile dedurre che la circuitistica da rispettare per il collegamento degli interruttori elettronici è molto simile, anche per il numero dei conduttori, a quella tradizionale (che abbiamo indicato per confronto), anzi, nei casi di comandi da più punti, se ne ottiene una generale semplificazione.

Per concludere queste brevi note sulle caratteristiche costruttive e installative si deve sottolineare che la serie di interruttori elettronici è stata realizzata con criteri di modularità e di componibilità. Questo fatto comporta una notevole versatilità installativa degli apparecchi (definiti anche «moduli elettronici di comando») i quali possono essere montati sulle apposite placche in una qualsiasi combinazione che soddisfi le esigenze circuitali.

Risulta così possibile, la sostituzione degli apparecchi elettromeccanici in impianti già esistenti.

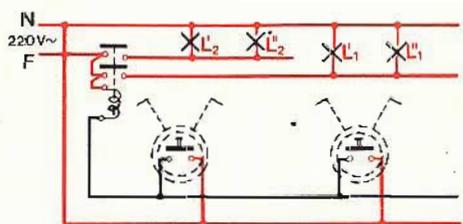
Fig. 8 - Esempio di comando ciclico di due gruppi di lampade fluorescenti. $L'_1 + L''_1 + ... = 500$ W $L'_2 + L''_2 + ... = 500$ W.

comando ciclico tradizionale di due carichi da più punti (relé commutatore)

Fig. 6 - $L'_1 + L''_1 + ... = 500$ W $L'_2 + L''_2 + ... = 500$ W.

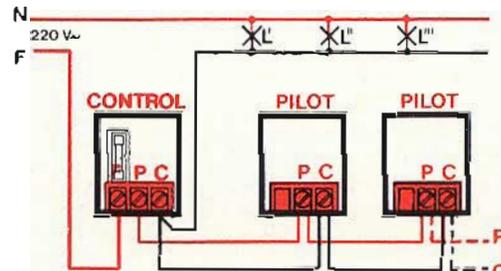
comando ciclico di due carichi da più punti

comando tradizionale da più punti (relé interruttore)

Fig. 7 - $L' + L'' + ... = 500$ W.

comando da più punti

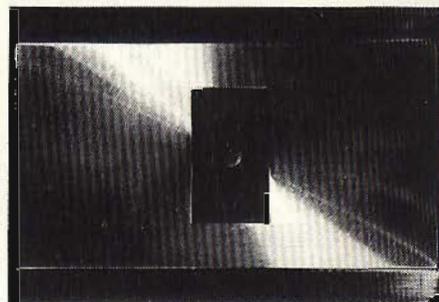



Fig. 9 - La serie «Linea Surf» è completata da placche di estetica concorde con quella di fig. 3 per l'installazione di apparecchi modulari e componibili di tipo tradizionale (serie «Dogic»).

La serie comprende, inoltre, le placche, di linea estetica concorde alle placche per moduli elettronici, che consentono di completare gli impianti con apparecchi tradizionali, modulari e componibili, sia di derivazione (prese di corrente, prese TV, ecc.) sia con il regolatore elettronico di luminosità.

LE PROSPETTIVE FUTURE

Il maggiore ostacolo ad una diffusione su larga scala degli interruttori elettronici di comando è, per il momento, di carattere economico dato il costo decisamente superiore. Il loro impiego è quindi per ora accessibile solo ad utenti di reddito superiore e particolarmente consigliato per quegli ambienti, come uffici di rappresentanza e direzionali, abitazioni residenziali, cliniche, ecc, dove la totale silenziosità di funzionamento, la dolcezza e la semplicità di azionamento e la migliore estetica rivestano un carattere determinante per la scelta degli apparecchi elettrici.

Tuttavia si può prevedere in un prossimo futuro una notevole riduzione dei costi di produzione con il ricorso a sistemi di integrazione (il sistema più adatto nel nostro caso è quello dei circuiti ibridi «a film spesso») che permettano di usare operazioni di montaggio automatizzate e in grande serie.

Si pensi per esempio alle calcolatrici elettroniche tascabili che, grazie ai progressi della tecnologia elettronica, sono divenute decisamente concorrenziali nel volgere di pochi anni.

In conclusione è lecito affermare che gli interruttori elettronici costituiscono una valida alternativa ai sistemi tradizionali, e rappresentino un importante passo dell'applicazione dell'elettronica nel settore delle apparecchiature elettriche civili a bassa tensione.

Strumenti per la messa a punto dei televisori

IL VOBULATORE - MARCATORE

seconda parte di Piero SOATI

Nel numero scorso abbiamo scritto a proposito dei generatori sweep-marker il cui impiego è praticamente indispensabile per i tecnici radio-TV e per i piccoli o medi laboratori che si dedicano alla riparazione od alla messa a punto dei televisori, prendendo altresì in esame il circuito elettrico di uno di questi strumenti attualmente in commercio. In questa seconda parte passeremo brevemente in rassegna le principali caratteristiche tecniche di un altro apparecchio dello stesso genere, realizzato dalla NORDMENDE ELECTRONICS *rappresentata in Italia dalla* Telav di Milano, *che riteniamo sia interessante anche per quei laboratori il cui lavoro, nel campo radio-televisivo, è di notevole entità.*

VOBULATORE-MARKER VM 3335 / MD 3336

Come mostra la figura 1, si tratta di un complesso costituito da tre unità separate, alloggiate in un contenitore unico, e precisamente l'unità vobulatrice, modello VM 3335, il generatore di marche MD 3336 e l'unità attenuatrice, di cui esistono quattro versioni HR 3340/75B, HR 3340/50B, HS 3341/75B e HS 3341/50B.

Questo complesso di strumenti, oltre alle normali operazioni di manutenzione proprie del settore radio-televisivo, è particolarmente adatto nel campo delle ricerche, della produzione e dell'insegnamento.

Si tratta infatti di un insieme di strumenti realizzati secondo tecniche di avanguardia, in grado di coprire l'intero spettro di frequenze che va da 3 MHz a 900 MHz, estensibile, a richiesta, fino a 970 MHz, e che pertanto assicura la copertura di quasi tutte le gamme destinate ai servizi radio, televisivi, di distribuzione centralizzata ed anche della televisione via cavo.

SEZIONE SWEEP VM 3335

I dati riassuntivi di questa sezione possono essere così schematizzati: Campo di frequenza: *3 ÷ 900 MHz in due gamme.* Ampiezza di sweep: *regolabile da zero a tutta la prima gamma (da 450 MHz).* Frequenza di sweep: *variabile da 0,5 a 50 Hz in due gamme.* Scala: *a diodi luminosi, cioè del tipo LED per la preselezione della frequenza centrale e dell'ampiezza di sweep.* Spettro di marker: *quarzato 1, 10 e 50 MHz.* Unità addizionali: *che consentono l'inserimento di 4 markers addizionali, a richiesta.* Ingresso per marker esterno. Banda passante del marker: *commutabile.* Strumento indicatore di livello *ed attenuatore elettronico 0 ÷ 10 dB. Attenuatore versione standard 50 Ω o 75 Ω, oppure a scatti da 10 dB e 1 dB (50 Ω o 75 Ω). Connettore di uscita ad alta frequenza tipo BNC oppure, a richiesta 3,5/12.*

Analizziamo i suddetti dati tecnici più diffusamente in modo da poterci rendere conto delle ottime qualità di questo complesso di strumenti.

Gamma 1: *3 ÷ 450 MHz,* gamma 2: *450 ÷ 900 MHz (estensibile a richiesta fino a 970 MHz), con sovrapposizione di oltre 20 MHz, con massima ampiezza dello sweep, allo scopo di non creare vuoti di frequenza. La tensione di uscita con attenuatore a scatti del tipo HS 3341 o HS3342, è di 0,5 V_{eff} su 50 Ω o 75 Ω, mentre con attenuatori del tipo continuo, modello HR 3340 è di 0,35 V_{eff} su 50 Ω o 75 Ω. La risposta in frequenza tipica è di ± 1 dB con 450 MHz di ampiezza dello sweep, mentre la variazione fra la prima e la seconda gamma si aggira su 0,5 dB.*

L'indicazione del livello FEM si ottiene mediante uno strumento a bobina mobile da 1 V_{eff} fondo scala, il quale da delle indicazioni comprese fra 0 dB e −10 dB. L'attenuatore è del tipo elettronico, si impiegano infatti dei diodi del tipo pin, con indicazione strumentale da 0 a −10 dB.

La linearità dello sweep è del 3% con intervallo di 50 MHz e 450 MHz di ampiezza dello sweep. Anche la frequenza di sweep è regolabile con continuità su due scale 0,5 ÷ 5 Hz la prima e 5 ÷ 50 Hz la seconda.

La deviazione residua, in modulazione di frequenza, è di 20 kHz. Notevole il fatto che l'indicazione di ampiezza dello sweep e del centro frequenza si effettui tramite una scala a LED che permette la lettura simultanea del centro frequenza, della deviazione ed anche della velocità di vobulazione.

L'ampiezza dello spazzolamento può essere regolata, con la massima precisione, tramite un doppio potenziometro che con-

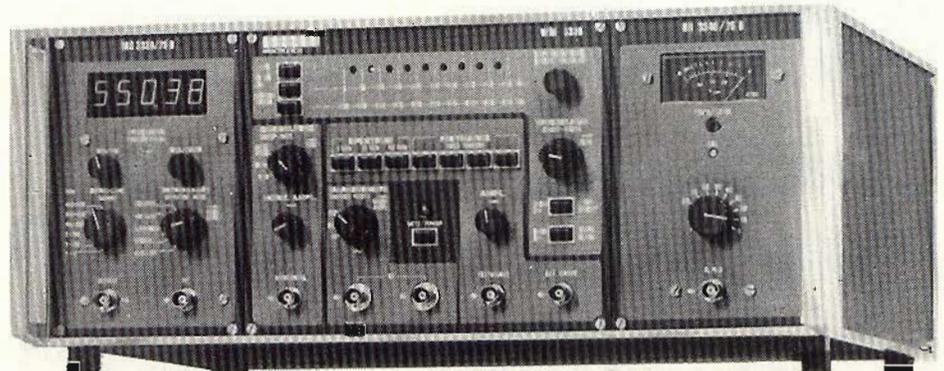



Fig. 1 - Complesso di misura universale della NORDMENDE ELEC. (TELAV), per la gamma 3 ÷ 900 MHz. Sulla sinistra il generatore di marche variabile MD 3336, al centro il generatore sweep WM3335, a destra l'unità di attenuazione (tipo HS o HR).

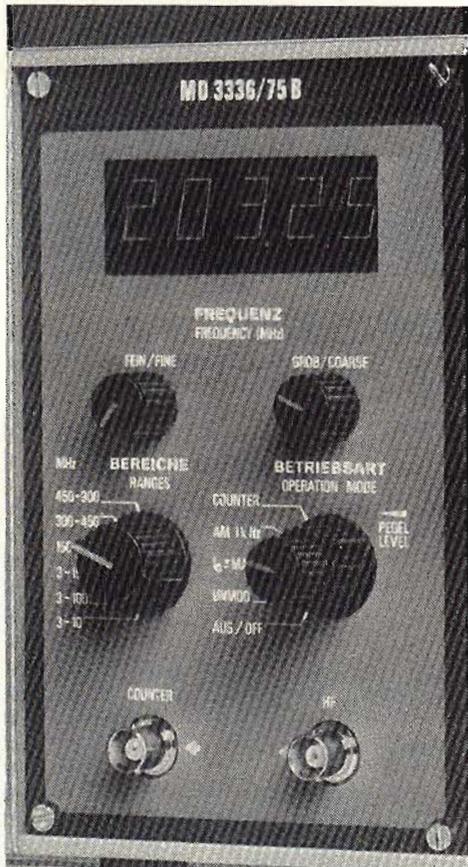
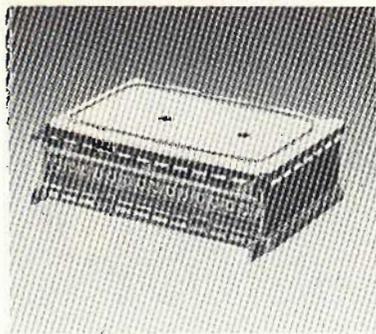



Fig. 2 - Particolare del generatore di marche: sono chiaramente visibili il commutatore di gamma ed il commutatore operazionale.

sente di effettuare il controllo grosso e quello fine.

Lo spettro quarzato per la marcatura è di 1 MHz, 10 MHz e 50 MHz, frequenze queste che possono essere inserite singolarmente od anche assieme. La precisione, a 23 °C, è di circa 3 . 10^{-5}. A richiesta possono essere forniti degli oscillatori fissi a cristallo, come ad esempio il modello QG 3340 per quarzi in fondamentale, risonanza in parallelo, sul campo di frequenza 1 ÷ 12 MHz la cui precisione è dell'ordine di 1 . 10^{-4} ed il modello QG 3341 per armoniche e risonanza in serie, nel campo di frequenze 10 ÷ 50 MHz, con lo stesso ordine di precisione del modello precedente.

L'uscita per i marker fissi è di 100 mV_{eff}. Lo stesso valore di tensione è valido per l'ingresso del marker esterno. La larghezza del marker è commutabile su 10 kHz, 50 kHz e 100 kHz. Alimentazione 220 V. 50 ÷ 60 Hz.

GENERATORE DI MARCHE VARIABILE MODELLO MD 3336

Il generatore di marche variabile modello MD 3336, rispetto ai generatori di tipo convenzionale presenta ulteriori possibilità di utilizzazione, specialmente se impiegato in unione al generatore sweep di cui si è parlato nel precedente paragrafo.

La frequenza è misurata mediante un contatore digitale e indicata su un display a cinque cifre; in questo modo la precisione del generatore di marche è aumentata di un fattore di 100. Inoltre il digit a cinque cifre consente di ottenere nella gamma UHF (ultra high frequencies) una precisione dell'ordine di ± 10 kHz, la qualcosa è molto vantaggiosa specialmente quando si debbano eseguire delle misure su degli amplificatori selettivi.

Il segnale ad alta frequenza, modulabile a 1 kHz, può essere utilizzato sia come marcatore interno sia come segnale di uscita, inoltre, eseguendo la modulazione con una marca fissa, si possono produrre i marker laterali ad esempio ± 5,5 MHz.

Il generatore dispone inoltre di un ingresso separato che ne consente altresì l'uso come contatore di frequenza nella gamma 3 ÷ 300 MHz.

PRINCIPALI DATI TECNICI

Le gamme di frequenza sono suddivise nel seguente modo:

Gamma 1 a: *da 3,0000 MHz a 9,999 MHz*
Gamma 1 b: *da 3,000 MHz a 99,99 MHz*
Gamma 1 c: *da 3,00 MHz a 150,00 fino a 300 MHz, come contatore di frequenza*
Gamma 2 : *da 150,00 MHz a 300,00 MHz*
Gamma 3 : *da 300,00 MHz a 450,00 MHz solo per operazione di marcatura*
Gamma 4 : *da 450,00 MHz a 900,00 MHz*

Il livello di uscita è uguale o maggiore di 10 mV_{rms} su 75 Ω. Connettore del tipo BNC.

Il comando operativo comprende le seguenti posizioni: spento *(aus, off)*, non modulato *(unmodulated)*, modulazione di ampiezza 1 kHz *(1 kHz AM)*, Modulazione con marker fisso *(modulated with fixed marker)*, contatore esterno *(external counter). La frequenza è regolabile tramite un controllo grosso ed un controllo fine.*

La stabilità del generatore di controllo (150 MHz ÷ 300 MHz) è dell'ordine di ± 3,0 · 10^{-5}/5 e l'instabilità di temperatura ± 5 · 10^{-5}/gradi. L'impedenza d'ingresso del contatore è di 75 Ω sia per ingresso a zoccolo che per ingresso BNC. Il livello minimo di ingresso è di 10 mV_{rms} ed il livello massimo di 1 V_{rms}.

Il suddetto generatore di marche può quindi essere impiegato come generatore-frequenzimetro tanto isolatamente quanto in unione allo sweep WM 3335. In opzione possono essere fornite altresì due cartoline (plug-in crystal unit), perfettamente identiche fra loro come connessioni esterne, contenenti gli oscillatori a quarzo in fondamentale od in armonica.

Il modello QG 3343, come il modello QG3340, è costruita per quarzi oscillanti in fondamentale da 1 a 12 MHz, con risonanza in parallelo e custodia del tipo HC-18/U. La cartolina contiene due oscillatori che possono essere inseriti contemporaneamente o singolarmente agendo sui pulsanti posti anteriormente. Il modello QG 3344 è adatto per quarzi funzionamenti in armonica da 10 a 50 MHz, con quarzo avente risonanza in serie, con custodia sempre del tipo HC - 18/U.

A questo proposito va detto che lo strumento base può accettare l'inserimento di due cartoline QG 3343, cioè con quattro quarzi da 1 ÷ 12 MHz, oppure due cartoline QO 3344 con quattro quarzi da 10 a 50 MHz.

UNITA' DI USCITA

Le unità di uscita sono disponibili in diversi modelli e siccome ciascuno di essi richiede una taratura speciale, in modo da ottenere le migliori condizioni di accop-

Fig. 3 - Oscillatore a quarzo in fondamentale QG 3343, risonanza in parallelo, da 1 a 12 MHz. L'oscillatore in armonica QO 3344, da 10 MHz a 50 MHz ha lo stesso aspetto esteriore.

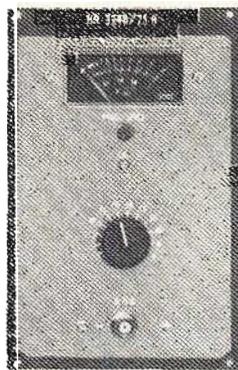



Fig. 4 - Attenuatore ad alta frequenza, regolazione continua, modello HR 3340/75B, impedenza di uscita 75 Ω. Il modello HR 3340/50B per impedenza di 50 Ω ha la stessa forma.

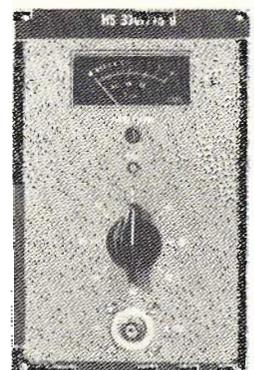



Fig. 5 - Attenuatore ad alta frequenza HS 3341/75B con regolazione a scatti di 10 dB per uscita 75 Ω (esiste anche il modello HS 3341/50B per uscita con impedenza a 50 Ω).

piamento con l'apparecchio base, negli eventuali ordini bisogna sempre specificare il tipo di cassetto che si desidera usare.

Unità HR 3340/75 B - *attenuatore di alta frequenza, per uscita avente l'impedenza di 75 Ω, regolabile con continuità. Connettore tipo BNC.*

Unità HF 3340/50 B - *attenuatore di alta frequenza, per uscita avente l'impedenza di 50 Ω, regolabile con continuità. Connettore BNC.*

Unità HS 3341/75 B - *attenuatore di alta frequenza, per uscita avente l'impedenza di 75 Ω, regolabile a scatti (10 dB, 1 dB). Connettore BNC.*

Unità HS 3341/50 B - *attenuatore di alta frequenza, per uscita avente l'impedenza di 50 Ω, regolabile a scatti (1 dB, 10 dB). Connettore BNC.*

Come detto i suddetti cassetti montano normalmente dei connettori tipo BNC comunque, a richiesta, possono essere forniti gli zoccoli 3,5/12 (75 Ω oppure 4,1/9,5 50 Ω).

Ciascuno dei suddetti cassetti, come è chiaramente visibile in figura 4 è dotato di strumento indicatore della tensione di uscita. Da notare che i cassetti aventi la regolazione a scatti di 10 dB portano la sigla HS 3341, mentre la variante con attenuatore a 10 dB e 1 dB porta la sigla HS 3342. In questi ultimi lo strumento indicatore è stato soppresso.

Infine vi è da dire che nei cassetti tipo HS 3341 il comando di attenuazione fine si effettua tramite una manopola, anzichè un comando semifisso, in modo da ottenere la regolazione fine da 0 a 10 dB per ciascun scatto.

VOBULATORE PER FILODIFFUSIONE

Non sono molti i tecnici che sono a conoscenza dell'esistenza di appositi vobulatori realizzati allo scopo di consentire la osservazione all'oscilloscopio della curva di risposta, dell'ampiezza in funzione della frequenza e dei circuiti selettori d'ingresso, nei ricevitori destinati alla filodiffusione. La figura 6 si riferisce per l'appunto ad uno di questi generatori, il modello EP 2041 R, realizzato dalla UNAOHM a questo scopo.

Si tratta di un generatore fondamentalmente costituito da due sezioni: il vobulatore ed il marcatore.

Il vobulatore dispone delle sei frequenze utilizzate normalmente nei servizi di filodiffusione della RAI/TV, selezionabili a mezzo di un commutatore.

Ciascuno di questi sei canali può essere modulato in frequenza, ± 20 kHz, tramite un circuito di cui fa parte un diodo varicap.

Questa modulazione viene effettuata da un'onda avente la forma a dente di sega, con cadenza di 20 Hz, in modo da garantire una risposta particolarmente fedele anche con dei circuiti sotto prova che siano particolarmente selettivi.

Al vobulatore segue un amplificatore, un filtro ed un attenuatore di uscita ad impedenza costante di 75 Ω.

Il circuito marcatore comprende invece sei oscillatori controllati a cristallo la cui frequenza corrisponde alla frequenza centrale del canale vobulatore. Oltre al marker centrale se ne ottengono altri due equidistanti a più e meno 10 kHz.

Fig. 6 - Vobulatore modello EP 2041 R, UNAOHM, per la messa a punto ed il controllo oscillografico dei ricevitori per filodiffusione, costituito dalle due sezioni vobulatore e marcatore. Frequenze centrali: 178 kHz, 211 kHz, 244 kHz, 277 kHz, 310 kHz, 343 kHz, 1650 kHz.

Il generatore è stato realizzato interamente con elementi allo stato solido e dimensionato in modo tale da garantire l'uso continuo anche per produzione di serie.

Le principali caratteristiche tecniche sono le seguenti:

SEZIONE VOBULATRICE

Frequenza centrale: *178 kHz, 211 kHz, 244 kHz, 277 kHz, 310 kHz, 343 kHz oltre alla frequenza di 1650 kHz.*

Per ciascuna delle suddette frequenze è possibile fare degli spostamenti di sintonia dell'ordine del ± 5%.

Deviazione di frequenza massima: ± 20 *kHz, costante per ciascuna frequenza, con cadenza della deviazione di 20 Hz, ± 5% e forma d'onda a dente di sega.*

Tensione di uscita: *0,2 V su 75 Ω, con possibilità di regolazione mediante un attenuatore ad impedenza costante di 75 Ω.*

La tensione di uscita per la deviazione orizzontale dell'oscilloscopio, con forma d'onda a dente di sega, ha un'ampiezza di

Fig. 7 - Vobulatore-marcatore UNAOHM, modello EP 653 R, per VHF e UHF, interamente allo stato solido. Gamme 0,3 ÷ 110 MHz, 160 ÷ 240 MHz, eventuale gamma 240 ÷ 300 MHz, 470 ÷ 720 MHz.

circa 3 V_{pp}, e ovviamente una cadenza di 20 Hz. La modulazione di ampiezza residua è inferiore al 10%.

La frequenza del marcatore *è anch'essa di 178 kHz, 211 kHz, 244 kHz, 277 kHz, 310 kHz, 343 kHz e 1650 kHz ottenute, come già detto, tramite oscillatori a quarzo in modo da avere una precisione migliore del 0,1%.*

Per ciascuna frequenza sono visibili due stretti impulsi distanziati fra loro di ± 10 kHz, rispetto alla frequenza centrale, ed un pip alla frequenza centrale stessa. Detti impulsi ed il pip saranno sovrapposti direttamente sull'asse Y dell'oscilloscopio utilizzato.

L'alimentazione è a 220 V ± 10%, 50 ÷ 60 Hz.

GENERATORE TV EP 653 R

Il generatore EP653 R della UNAOHM è un vobulatore-marcatore, completamente allo stato solido, che può essere definito di tipo professionale, progettato per l'esecuzione di misure su circuiti che operano nelle gamme VHF e UHF ed in modo particolare per l'allineamento dei televisori e gli apparecchi radio a modulazione di frequenza.

Se usato in unione con un oscilloscopio questo generatore consente il rilievo delle curve di risposta degli amplificatori di alta, media e video frequenza.

I segnali per la gamma VHF sono stati ottenuti per fondamentale, quelli per la gamma UHF sfruttando la terza armonica mentre invece per la gamma delle medie frequenze si è adottato il sistema della conversione di frequenza. La vobulazione si consegue mediante un'induttanza a permeabilità variabile pilotata alla frequenza di rete mentre la marcatura in frequenza della curva di risposta, che si osserva ovviamente sullo schermo del tubo a raggi catodici dell'oscilloscopio, si ottiene mediante un oscillatore a frequenza variabile di elevata precisione.

Un oscillatore a quarzo incorporato permette di eseguire la taratura punto per punto dell'oscillatore variabile, con la stessa precisione del quarzo.

Le principali caratteristiche sono le seguenti:

VOBULATORE

Gamme di frequenza: *VHF da 0,3 - 110 MHz, 160 ÷ 240 MHz, ed a richiesta 240 ÷ 300 MHz. UHF: 420 ÷ 720 MHz in 3° armonica.* Uscita oscilloscopio; *circa 4 V_{pp} sinusoidale a frequenza di rete, regolabile in fase rispetto al segnale di vobulazione ± 80° circa.*

CALIBRATORE

Gamme di frequenza: *4 ÷ 5,8 MHz; 25 ÷ 95 MHz; 150 ÷ 250 MHz; 450 ÷ ÷ 750 MHz, con precisione migliore dell' 1% su tutta la scala.* Impedenza di uscita; *75 Ω. Attenuatore ad impedenza costante e regolazione continua fino a circa −80 dB Si possono ottenere ulteriori segnali marcatori, equispaziati dal segnale fondamentale, mediante un secondo oscillatore a quarzo intercambiabile nella gamma 1 ÷ 15 MHz.*

Alimentazione: 220 V ± 10%, 50 Hz.

IL FINALE DI RIGA: UNO STADIO CRITICO

come funziona quali sono i suoi guasti tipici la sua riparazione

di G. BRAZIOLI

L'unico transistore che, in un televisore per bianco e nero, sia soggetto a impulsi di tensione dell'ordine di centinaia di V, è quello che funge da finale di riga. Nulla di più ovvio, quindi, che vada fuori uso più spesso di altri, e nulla di più ... «normale» che si rompano altre parti del medesimo stadio, così bruscamente sollecitato. Tratteremo qui, rapidamente, dello stadio di uscita orizzontale, con un particolare riferimento alla diagnosi sicura e possibilmente rapida dei guasti che avvengono nel sistema.

In qualche apparecchiatura elettronica, gli stadi soggetti a guasti frequenti, sono sempre quelli che sopportano correnti e tensioni elevate. Non meraviglia, quindi, che nei televisori transistorizzati il finale orizzontale dia numerosi «fastidi» e che il tecnico debba intervenire per la sostituzione di parti inerenti.

Forse meraviglia il fatto che non pochi riparatori affermino che si tratta «di circuiti **cattivi**».

E' molto probabile che tale nomea derivi per tradizione dal giudizio espresso su questo circuito dai primi tecnici che lo hanno incontrato, unicamente esperti di chassis valvolari, radicalmente diversi per le tensioni, le correnti, le forme d'onda, le manifestazioni dei difetti.

Tra l'altro, anche i testi classici (o almeno i più diffusi) possono aver contribuito a... «diffamare» il nostro sistema, perché ne hanno parlato, e ne parlano, come di una cosa estremamente complicata: il che non è vero, come vedremo tra poco. Nella figura 1, riportiamo lo schema-tipo di un finale di riga impiegante un transistore PNP, ottenuto mediando i circuiti delle varie marche in uso da tempo, che pur essendo tutti un pochino diversi, funzionano nello stesso modo, o in modo strettamente analogo (anni 1969-1974). TR1, può essere un AU106, AU107, AU110 o similari; a differenza dal tubo che svolge la medesima funzione, **non amplifica** il segnale che viene dall'oscillatore, ma è l'equivalente di un interruttore, che viene «aperto» e «chiuso» dall'onda quadra di pilotaggio: fig. 1-A.

Seguendo il circuito è facile comprendere questo tipo di lavoro. Tramite il secondario del trasformatore T1, il transistore riceve una polarizzazione **positiva**, quindi essendo, come si è visto, PNP, normalmente è interdetto.

Il segnale che giunge dall'oscillatore, però, è di segno negativo, e sul primario del T1 ha una ampiezza di 15-20 V.

Anche se il T1 è in «discesa», gli impulsi hanno una ampiezza sufficiente per commutare TR1 nello stato di conduzione e di saturazione, al valore massimo; quindi,

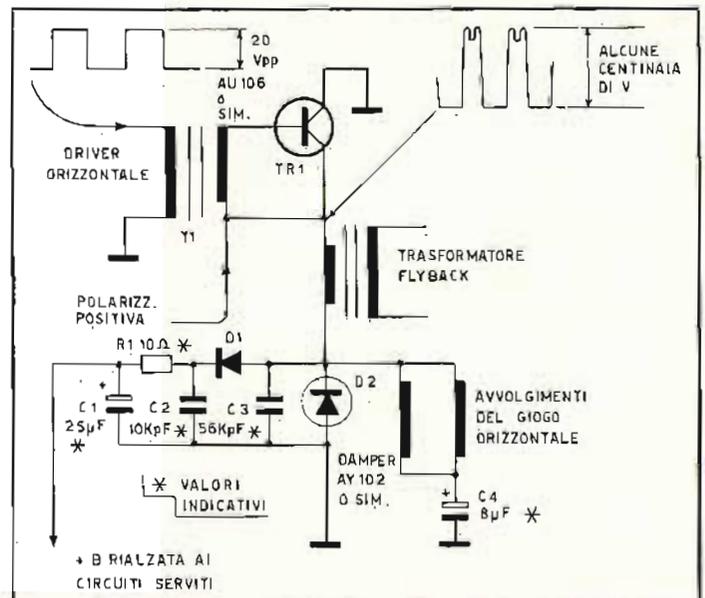



Fig. 1 - Circuito tipico semplificato di finale di riga.

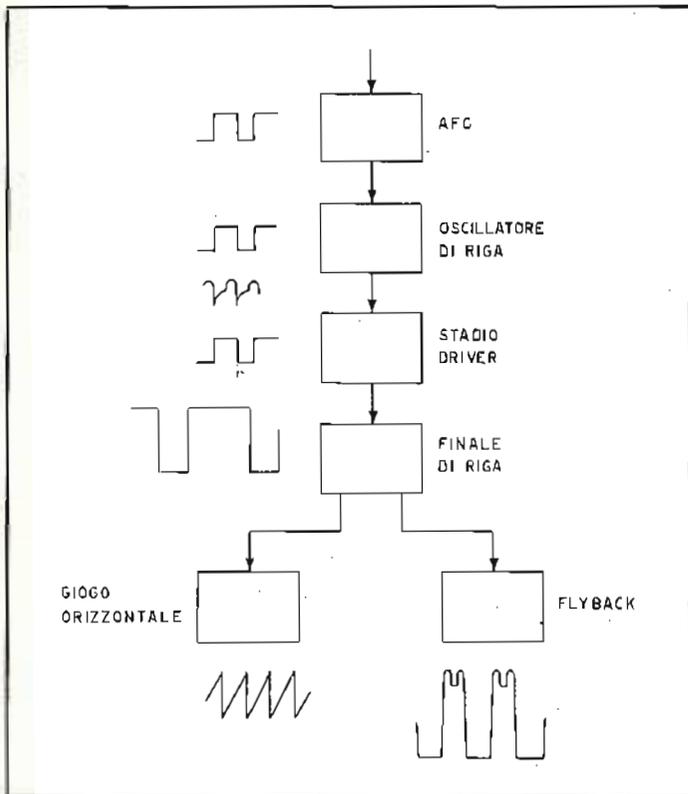



Fig. 1-A - Schema a blocchi della intera sezione orizzontale-tipo.

appena ciò avviene, un forte impulso di corrente attraversa il flyback (trasformatore EHT) **ed il giogo di deflessione.**

Come è noto, un segnale quadro applicato ad una induttanza pura genera un dente di sega, cosicché l'avvolgimento piazzato sul «collo» del tubo catodico, non appena il transistore inizia a condurre, a sua volta inizia a spiegare il fascetto di elettroni emesso dal catodo verso la destra dello schermo. Cessato l'impulso quadro alla base del transistore, lo stadio ritorna nell'interdizione, quindi

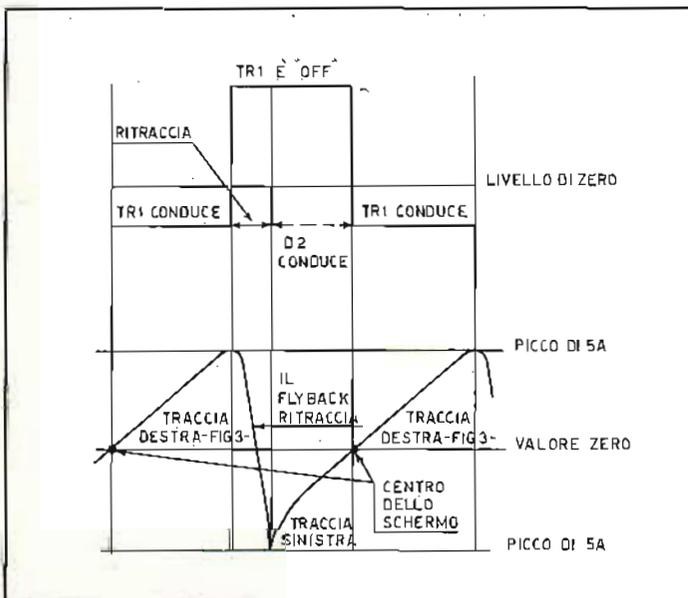



Fig. 2 - Relazione tra lo stato di comunicazione del transistore finale, del diodo «damper», e la corrente nel giogo.

la corrente che attraversava il giogo cessa, ed il campo magnetico bruscamente interdetto genera un largo impulso di corrente nella direzione contraria (figura 2).

Il fascio di elettroni, quindi, è riportato bruscamente alla sinistra dello schermo — fig. 3 — contemporaneamente, sull'emettitore si ha un picco di tensione che vale alcune centinaia di V. Questo transitorio, è rialzato dal trasformatore flyback, rettificato, e raggiunge il tubo (anodo) sotto forma di CC, con un valore di circa 25.000 V.

Lo stadio che ci interessa, oltre a servire la deflessione ed a produrre l'EHT, genera anche la tensione «rialzata» che occorre per altri stadi dell'apparecchio. L'anodo del diodo D1, è connesso al Damper D2, quindi nel tratto in cui gli impulsi tendono a divenire positivi e non possono giungere a massa tramite questo, fluiscono verso l'esterno del circuito tramite il filtro formato da R1 con C1-C2-C3. Non di rado, i guasti si formano proprio in questa sezione, ed è da notare che un cortocircuito o simili, blocca il funzionamento per cui il «raster» sparisce. Come dire che il tubo diviene buio.

Nei complessi transistorizzati, i guasti che possono avvenire nell'orizzontale danno manifestazioni meno evidenti che negli equivalenti a valvole. Per esempio, se manca il pilotaggio, il finale non si arroventa affatto, ma rimane freddissimo, perché la base è allo stesso livello di tensione dell'emettitore, quindi il transistore semplicemente non funziona.

Scoprire il «perché» manca il funzionamento, però è facile impiegando l'oscilloscopio: se manca l'EHT, si può verificare la presenza degli impulsi sull'emettitore. Ove questi vi siano, certamente l'oscillatore funziona e lo stadio finale è in buono stato; il guasto è da ricercare altrove.

Se invece mancano, il transistore, può essere sospettato, ed il sospetto è più che mai valido se il pilotaggio impulsivo giunge alla base.

Comunque, ecco l'esatta sequenza «logica» delle misure necessarie per isolare il guasto:

A) Si inizia sempre dall'emettitore. Supponiamo che qui gli impulsi manchino.

B) Si sposterà la misura sul collettore dello stadio pilota o «driver» che dir si voglia. Se anche qui gli gli impulsi non sono presenti, evidentemente il finale non è interessato dal guasto.

C) Se invece sono presenti, vi è qualcosa che non funziona nel nostro stadio. Si staccherà allora l'anodo del rettificatore della tensione rialzata del circuito (D1) e si tornerà ad effettuare la misura sull'emettitore.

D) I casi possono essere solo due: gli impulsi sono ancora assenti; guasto sarà allora il transistore finale, oppure il diodo Damper, oppure vi sarà il flyback interrotto, oppure il giogo interrotto, o il condensatore C4 in corto.

E) Supponiamo che invece gli impulsi staccando il diodo detto, «ritornino»: evidentemente, vi sarà un cortocircuito lungo la linea della tensione rialzata, oppure il medesimo diodo «D1» potrà essere in cortocircuito.

F) Ora poniamo il contrario. Ovvero che gli impulsi siano presenti nella prima misura (A), ma che il televisore, come è ovvio, non funzioni.

In questo caso, il finale orizzontale può essere escluso dalle parti sospettabili, ma vi sono due possibili «gruppi» di elementi dubbi.

Si può essere guastato «qualcosa» nell'EHT, ad esem-

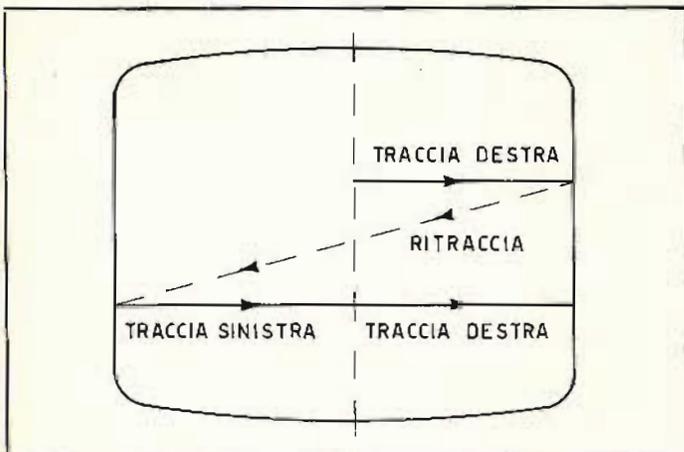



Fig. 3 - Movimento del fascio di elettroni deflesso dal giogo.

pio: il medesimo rettificatore; oppure nel circuito del fuoco.

Più probabilmente però, il difetto avrà sede nel circuito della tensione rialzata, che è ramificato e fa capo a **numerose** parti, ciascuna delle quali può essere sede di un cortocircuito, anche piuttosto **distante**, dalla sezione di nostro interesse.

Quindi, il difetto può condurre ad una ricerca piuttosto lunga e noiosa, da condurre «sezionando» lo chassis, ovvero escludendo ed eventualmente ripristinando gruppi di parti o interi stadi.

UN'AMPIA SCELTA DI

MULTIMETRI DIGITALI

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

	PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGRESSO	NOTE
V c.c.	200÷2.000 mV	0,3% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	20÷200 V	0,5% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	1.000 V	1,5% ± 1 c	10 MΩ	Puntali a parte
V c.a.	200 mV	0,3% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	2 V	0,3% ± 1 c	5 MΩ	
	20÷200 V	0,8% ± 1 c	5 MΩ	Port. autom.
	500 V	1,7% ± 1 c	10 MΩ	Puntali a parte
A c.c.	0,2÷2 mA	1% ± 1 c	10Ω	Port. autom.
	20÷200 mA	1% ± 1 c	1 KΩ	Port. autom.
A c.a.	200 μA	1,3% ± 1 c	10Ω	Port. autom.
	2 mA	1,3% ± 1 c	10Ω	
	20÷200 mA	1,3% ± 1 c	1 kΩ	Port. autom.
	PORTATA	**PRECISIONE**	**CORR. DI PROVA**	**NOTE**
ohm	2÷20 KΩ	0,5% ± 1 c	0,1 mA	Port. autom.
	0,2÷2 MΩ	0,7% ± 1 c	1 μA	Port. autom.

HIOKI 3201

Display a tre cifre e 1/2. Dispositivo automatico di portata con esclusione delle sole portate 1000 V c.c. e 500 V c.a. Protezione contro i sovraccarichi e con segnalatore luminoso di fuori gamma.
Codice: TS/2106-00

B+K precision 280

SINCLAIR DM2

HIOKI 3201

B+K precision 280

Display a tre cifre.
È completamente protetto contro il sovraccarico; punto decimale, indicazione automatica di polarità negativa. Spia luminosa di fuori gamma e controllo dello stato di carica delle batterie.
Alimentazione a 6 V con pile o alimentatore esterno.
Codice: TS/2101-00

SINCLAIR DM2

Display a quattro cifre. La virgola fluttuante consente di non tener conto della portata selezionata per ottenere il risultato della misura. Indicatore luminoso di polarità e spia di fuori gamma.
L'alimentazione, a 9 V c.c., può essere a pile oppure tramite alimentatore esterno.
Codice: TS/2103-00

	PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGR.	RISOLUZIONE	MAX. SOVRACC.
V c.c.	1 V	0,3% ± 1 c	100 MΩ	1 mV	350 V
	10 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	10 mV	1.000 V
	100 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	100 mV	1.000 V
	1.000 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	1 V	1.000 V
V c.a.	1 V	1% ± 2 c	10 MΩ/70 pF	20 Hz - 3 kHz	300 V
	10 V	1% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
	100 V	2% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
	1.000 V	2% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
A c.c.	1 mA	0,8% ± 1 c	1 kΩ	1 μA	1 A (con fus.)
	10 mA	0,8% ± 1 c	100 Ω	10 μA	1 A
	100 mA	0,8% ± 1 c	10 Ω	100 μA	1 A
	1.000 mA	2% ± 1 c	1 Ω	1 mA	1 A
	100 μA	2% ± 1 c	10 kΩ	100 nA	10 mA
	PORTATA	**PRECISIONE**	**GAMMA DI FREQ.**		**MAX. SOVRACC.**
A c.a.	1 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A (con fus.)
	10 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
	100 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
	1.000 mA	2% ± 1 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
	PORTATA	**PRECISIONE**	**CORR. DI MISURA**		**PROTEZ. SOVRACC.**
ohm	1 kΩ	1% ± 1 c	1 mA		± 50 V c.c
	10 kΩ	1% ± 1 c	100 μA		oltre il quale
	100 kΩ	1% ± 1 c	10 μA		limite funziona un
	1.000 kΩ	1% ± 1 c	1 μA		fusibile da 50 mA
	10 MΩ	2% ± 1 c	100 nA		

	PORTATA	PRECISIONE	IMPED. INGRESSO	RISOLUZIONE
V c.c.	1 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	1 mV
	10 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	10 mV
	100 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	0,1 V
	1.000 V	1% ± 1 c	10 MΩ	1 V
V c.a.	1 V	1% ± 1 c	10 MΩ	1 mV
	10 V	1% ± 1 c	10 MΩ	10 mV
	100 V	1% ± 1 c	10 MΩ	0,1 V
	1.000 V	2% ± 1 c	10 MΩ	1 V
	PORTATA	**PRECISIONE**	**CADUTA DI TENSIONE**	**RISOLUZIONE**
A c.c.	1 mA	1% ± 1 c	100 mV	1 μA
	10 mA	1% ± 1 c	100 mV	10 μA
	100 mA	1% ± 1 c	100 mV	100 μA
	1 A	2% ± 1 c	300 mV	1 mA
A c.a.	1 mA	1% ± 1 c	100 mV	1 μA
	10 mA	1% ± 1 c	100 mV	10 μA
	100 mA	1% ± 1 c	100 mV	100 μA
	1 A	2% ± 1 c	300 mV	1 mA
	PORTATA	**PRECISIONE**	**CORR. DI MISURA**	**RISOLUZIONE**
ohm	100Ω	1% ± 1 c	1 mA	0,1Ω
	1.000Ω	1% ± 1 c	1 mA	1Ω
	10 kΩ	1% ± 1 c	10 μA	10Ω
	100 kΩ	1% ± 1 c	10 μA	100Ω
	1 MΩ	1% ± 1 c	100 μA	1 kΩ
	10 MΩ	1,5% ± 1 c	100 μA	10 kΩ

Dr. Carl Peter Goldmark

di Domenico SERAFINI

Intervista in esclusiva del nostro corrispondente da New York, Domenico Serafini al celebre scienziato Peter C. Goldmark, inventore della prima TV a colori veramente funzionale, del LP, dell'audio e videocassetta ed uno degli artefici che resero possibile la liberazione dell'Europa nello storico «D-Day».

Da quando il Dr. Goldmark si è dimesso dalla carica di direttore dei laboratori della CBS, rintracciarlo è difficile. Seppur molto attivo nella piccola comunità in cui vive, lo scienziato è piuttosto riservato nel senso che appare saltuariamente alla ribalta nazionale e concede rare interviste. L'ultima, registrata prima di noi, è stata quella accordata al New York Times nel Maggio 1972.

Il Dr. Goldmark abita con la seconda moglie Diane, e due dei suoi sei figli, nei sobborghi di Stamford, una cittadina dello Stato del Connecticut.

Adesso lo scienziato è presidente della Goldmark Communications, piccola società del gruppo Warner Communications, che si dedica alle ricerche e sviluppi dei mezzi di comunicazione.

L'intervista che abbiamo avuto col Dr. Goldmark si è basata principalmente sui valori sociomorali connessi alla TV a colori. Ciò per soddisfare il mio pallino di far luce sullo sviluppo della televisione. Spero di raggruppare in un unico volume tutto ciò che qualcuno già comincia a chiamare «Serafini's obsession». In questo servizio non approfondiremo lo sviluppo dell'EVR, ne' del LP o il suo ruolo durante la seconda guerra mondiale.

Prima di passare all'intervista è opportuno tracciare una nota biografica del Dr. Goldmark, anche per meglio capirne il carattere ed i valori morali.

Bisogna, infatti, tener presente che il Dr. Goldmark vanta un ruolo di primaria importanza nella società moderna sin da quando questa si è affidata all'elettronica, pertanto è logico dedurre che il suo modo di pensare ed agire ha influenzato tutti noi. Nella biografia non si può fare a meno di descrivere il posto che spetta alla CBS in quanto sarebbe impossibile distaccare il personaggio dalla compagnia in cui operava. In pratica la CBS è cresciuta col Dr. Goldmark e questi con la CBS. Una sorta di simbiosi.

I PRIMI APPROCCI

Peter Carl Goldmark nacque a Budapest, Ungheria, il 2 Dic. 1906. Il padre, un cappellaio piuttosto noto, divorziò dalla madre quando Peter aveva otto anni. Il patrigno, un banchiere, gli permise di continuare a studiare nella città natia finanziando la scuola che altrimenti lo avrebbe e-

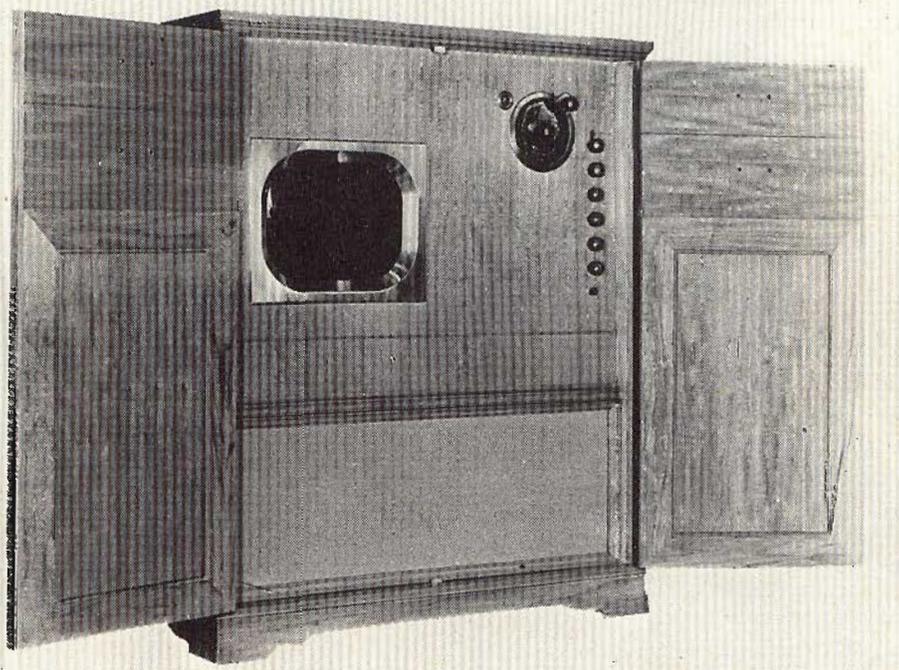



Fig. 1 - Vista frontale del ricevitore TVC a sequenza di campo sviluppato dal Dr. Goldmark e costruito dalla Du Mont.

spulso per la pessima condotta. La madre, parente al famoso compositore Karl Goldmark, era lei stessa una patita di musica pertanto il giovane Peter fu costretto a studiare il pianoforte all'età di sei anni. Un altro zio di Peter, il dott. Josef Goldmark fu patriota e scienziato.

Presto Peter si affidò all'hobby della cinematografia. A quel tempo, film e diapositive venivano dall'America ed erano molto popolari in Ungheria.

L'interesse per l'elettronica gli venne come conseguenza alle ricerche per migliorare i suoi non troppo funzionanti apparati cinematografici.

Durante questo periodo Peter, assieme ai familiari, si rifugiò a Vienna per sfuggire alle cattive condizioni in cui l'Ungheria si trovò dopo la rivoluzione del 1919. Le nuove cognizioni di elettrotecnica lo portarono alla costruzione di un ricevitore radio per la ricezione di una stazione telegrafica in Germania.

I rifugiati ungheresi, comunque, dovettero soffrire un amaro risentimento, il che costrinse Peter a ritardare la continuazione delle scuole superiori ed in seguito a vedersi rifiutare l'ammissione all'Università di Vienna.

Un cugino fece si che Peter potesse iscriversi all'Istituto Tecnico di Berlino dove, per sfuggire all'incubo di dover disegnare e rompere la monotonia dei professori tedeschi, divenne assistente del prof. Dennis Gabor, vincitore del premio Nobel per la fisica nel 1971 per la scoperta dell'olografia. Il seguente anno, però, Peter fu ammesso all'Università di Vienna dove studiò con Heinrich Mache, un altro illustre fisico.

Ancora studente, Peter mandò a richiedere un televisore non montato dallo scozzese John Logie Baird, un commesso in un negozio di abbigliamento che, trasformatosi in inventore, offriva TV di sua concezione in scatola di montaggio per circa 18 mila lire.

Solamente nel 1926, comunque, Peter fu in grado di osservare la prima traballante immagine televisiva su di uno schermo di 2,5x1,25 cm. L'immagine, una ballerina color arancione, veniva trasmessa da Londra sulla banda audio dopo mezzanotte, quando cioè terminavano le regolari trasmissioni radio della BBC.

Fig. 2 - Vista interna del televisore TVC in fig. 1. Notasi il piccolo chassis per la ricezione TV monocromatica, il motore e il grande schermo dove veniva fatto girare il disco colorato.

Le piccole dimensioni dello schermo gli fecero pensare ad un complesso di lenti atte ad ingrandire l'immagine. In quel periodo Peter era costretto a lavorare in cucina e nel bagno. Nonostante le ripetute interruzioni da parte dei familiari, il giovane inventore riuscì a sviluppare un apparato funzionale che in Austria è risultato essere il primo brevetto per un televisore. Dato che all'ufficio brevetti non avevano mai sentito parlare di televisione, Peter dovette dimostrarne il funzionamento prima che gli venisse concesso il brevetto.

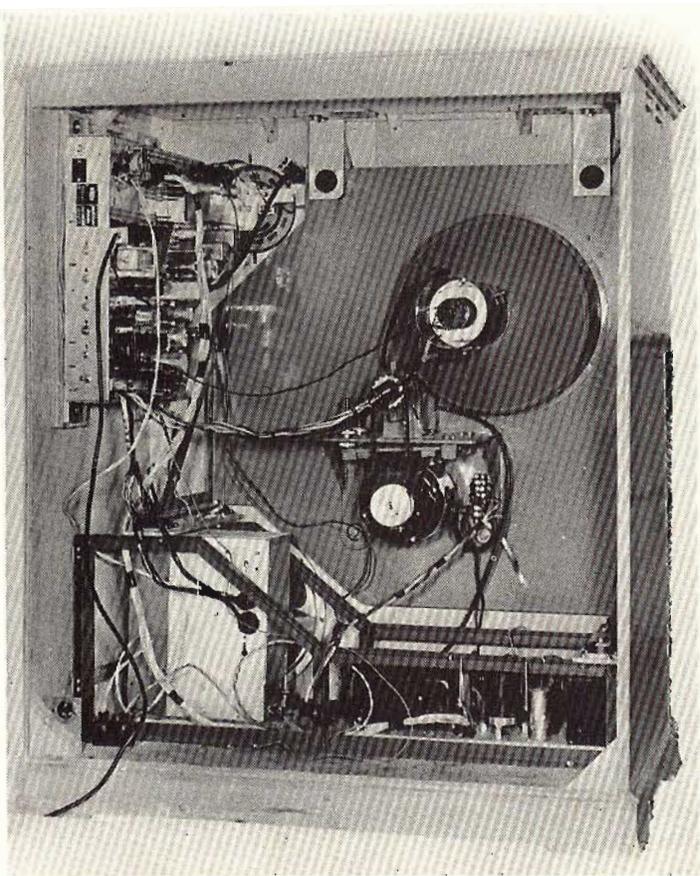
Questo fatto lo mise sotto i buoni auspici del patrigno il quale in precedenza lo aveva considerato più o meno un «terribile Pierino». Lo mise quindi in contatto col suo amico Boncompagno Boncompagni, un nobile industriale italiano il quale, pur non sapendo nulla di televisione, fu talmente entusiasmato che affittò un aereo e lo portò a Venezia per fargli conoscere un celebre orologiaio.

Sfortunatamente il principe era talmente sprovveduto in materia che aveva tradotto alla lettera la parola «Fernshen» (televisione) come «vedere a distanza». Quando l'orologiaio vide lo strano apparato ci rimase male in quanto si aspettava un nuovo tipo di binocolo o un telescopio. Seppur a Venezia Peter non riuscì a vendere la sua idea, l'orologiaio gli diede «tante di quelle lire da bastargli per la continuazione degli esperimenti».

Dato che all'epoca l'Inghilterra era all'avanguardia della tecnica televisiva, Peter, da poco ottenuto il dottorato in fisica, scrisse al celebre John Baird proponendogli la sua invenzione. Baird lo invitò a Londra, ma il colloquio non ebbe buon esito poiché Baird non fece altro che criticarlo e gli rifiutò un impiego.

Il Dr. Goldmark non si perse d'animo e scrisse otto richieste di lavoro ad altrettante compagnie radio (prese dall'elenco telefonico). La cortesia britannica si fece sentire prima della famosa lemma ed in pochi giorni ricevette otto belle risposte, tutte negative eccetto una. Così nel 1931 il Dr. Goldmark si trovò impiegato presso la Pye Radio a Cambridge dove, pur sviluppando un televisore meno ingombrante di quello di Baird, si rese conto che il disco di Nipkow sarebbe presto stato sostituito da un tubo a raggi catodici o cinescopio.

Ciò lo portò alla realizzazione di un televisore ad alta risoluzione quando la Pye Radio decise che il televisore non sarebbe stato un apparato elettro-

domestico. In più, la depressione economica del 1933 costrinse la compagnia ad eliminare le ricerche sulla televisione.

A questo punto, trovandosi senza impiego, con poche lire in tasca e la promessa di ricevere qualche sovvenzione settimanale dal patrigno, all'età di 27 anni emigrò negli Stati Uniti. Il viaggio durò alcune settimane e, seppur aveva un biglietto turistico, fece il tragitto in prima classe. La nave, la USS Berengaria, arrivò a New York l'8 Settembre 1933.

Una volta nella metropoli inviò una dozzina di richieste d'impiego, ricevendo altrettanti rifiuti, RCA inclusa.

Quando l'impiego gli arrivò, il Dr. Goldmark si ritrovò a lavare le ampolle delle valvole presso una casa costruttrice di apparecchi radio. Il tempo libero lo passava nel basamento sperimentando la televisione elettronica. Quando i frutti dei suoi esperimenti furono pubblicati da una rivista inglese, il Dr. Goldmark fu chiamato dal vice presidente della Columbia Broadcasting System. Il 1 Gennaio '36 il Dr. Goldmark iniziò a lavorare per la CBS.

LA CBS

La Columbia Broadcasting System nacque nel 1924, quando Arthur Judson pensò di dar vita ad un'agenzia per coordinare le trasmissioni radiofoniche dei concertisti dell'epoca.

Judson propose l'idea a Sarnoff che, prima la prese in considerazione, ma in seguito la scartò. In un atto di rabbia verso Sarnoff, Judson, assieme ad un amico, il 27 Gennaio 1927 formò la United Independent Broadcaster. Nel Novembre 1927 la Columbia Phonograph Company, per fronteggiare l'avanzata di Sarnoff, si unì alla U.I.B. dando vita alla Columbia Phonograph Broadcasting System.

Per la CPBS competere con la rivale NBC non fu facile, anche perché la nuova compagnia come ragioniere aveva un cronista sportivo.

Presto la CPBS fu costretta a chiedere aiuti finanziari al milionario Sam Paley, un immigrato russo che propose d'investire circa mezzo milione di dollari a patto che il figlio William (Bill) divenisse presidente della compagnia. Così nel 1928, all'età di 27 anni, Bill Paley un entusiasta promotore della radio, divenne presidente di ciò che dopo alcuni mesi lui stesso aveva consolidato come Columbia Broadcasting System.

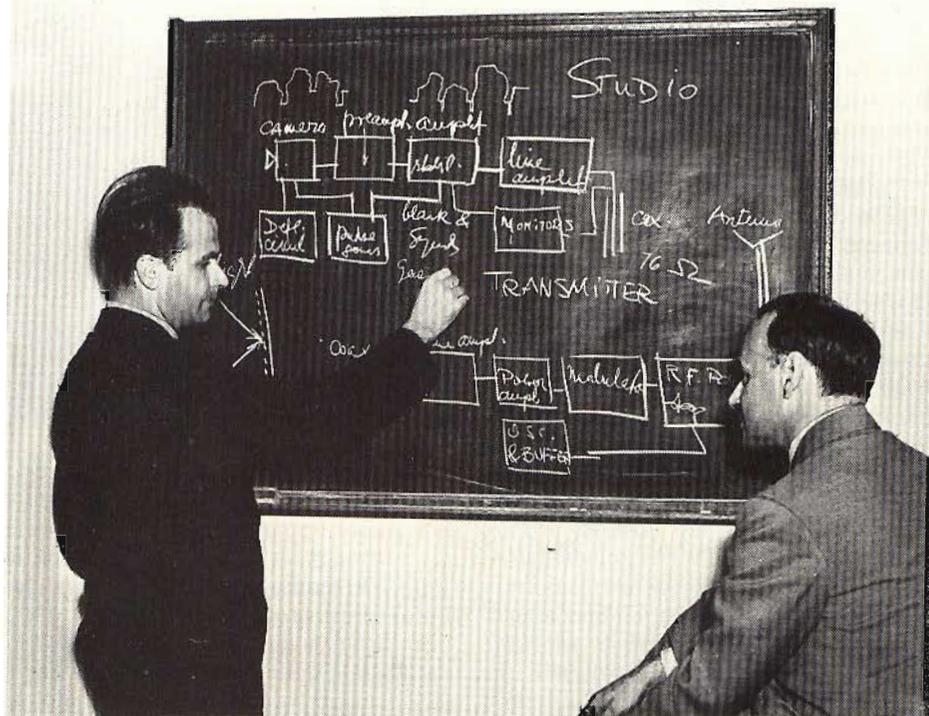



Fig. 2/A - Il Dr. Goldmark (a sinistra) nei primi mesi del 1950, mentre illustra ad un collega i principi matematici della TVC sequenziale.

Fatto ciò Paley raggruppò sedici stazioni radio dando vita ad una catena o rete radiofonica (network). Ogni stazione, seppur indipendente, riceveva gratis programmi prodotti dalla CBS che, a sua volta, era in grado di far più soldi con la pubblicità.

La radio, essendo un'economica forma di svago, prosperò anche durante la depressione e con ciò la CBS, verso il 1950 divenne la più grande rete radiotelevisiva del mondo. Il pri-

Fig. 2/B - Il Dr. Goldmark posa con un ricevitore TVC sequenziale nei primi mesi del 1950.

mo compito del Dr. Goldmark fu quello di evalutare i progressi europei nel campo televisivo; per tale scopo ritornò in Inghilterra e in Germania. Il risultato fu che l'Europa, precedentemente all'avanguardia, era rimasta indietro rispetto agli USA. Dopo pochi mesi il Dr. Goldmark divenne direttore delle ricerche ed in seguito gli vennero assegnati tre esperti e due stanze al quinto piano dell'edificio della CBS al 485 Madison Avenue di New York. Nel 1938 all'equipe si aggiunse un altro tecnico ed un'altra stanza al decimo piano (per tale motivo il reparto ricerche della CBS veniva chiamato «five-and-ten department», nome in seguito preso da uno delle più grosse catene di supermercati USA).

Per alleviare gli alti costi di produzione televisive il Dr. Goldmark propose il filmare le riprese e trasmetterle in seguito. Dato che all'epoca non vi erano buone cineprese e adeguati trasmettitori, dovette costruirseli da sè. A questo punto il Dr. Goldmark fu investito dall'inevitabile torrente di animosità tra la CBS e l'RCA, o meglio tra Bill Paley e David Sarnoff. Nel 1939 il Dr. Goldmark cercò di fermare l'impeto di Sarnoff sviluppando il più grande studio televisivo del mondo vicino alla Grand Central Station con i trasmettitori in cima al grattacielo della Chrysler; il più alto edificio dopo l'Empire State Building. Il costo fu di un milione di dollari. Per le riprese, comunque, dato che la CBS non costruiva apparati elettronici, fu costretto ad acquistare le telecamere dall'RCA. Quelle prodotte da Farnsworth furono scartate in quanto richiedevano un'illuminazione più intensa.

Sorprendentemente in quel periodo l'RCA vedeva la CBS come un cliente per i suoi apparati televisivi, pertanto la incoraggiava verso questa attività. La CBS, comunque, fece il suo debutto piuttosto alla chetichella, dopo che l'RCA aveva inaugurato l'apertura ufficiale delle trasmissioni televisive in occasione della fiera mondiale di New York.

Le cose non furono facili sia per la CBS che per il Dr. Goldmark. In un giorno d'inverno un grosso pezzo di ghiaccio si staccò dall'antenna su cui si era accumulato e per un miracolo non colpì un passante. Ciò causò un tumulto e mise la televisione sotto l'attacco dei giornali.

L'incidente diede l'occasione ad alcuni dirigenti ed azionisti della CBS di criticare tra l'altro, l'alta spesa richiesta dagli esperimenti con la convinzione che la televisione non sarebbe diventata un prodotto di massa. A mantenere viva la fiamma, comunque, fu l'antagonismo che la CBS nutriva verso l'RCA. Nel frattempo il Dr. Goldmark riuscì a costruire un televisore che proiettava l'immagine su di uno schermo di 24 pollici. Prima d'allora i ricevitori TV avevano uno schermo di 9 pollici che poteva essere portato a 12 tramite una lente. Nello stesso periodo all'equipe di Goldmark si aggiunsero Emanuele Piore, precedentemente assistente di Zworykin, ed un ingegnere tedesco.

Fig. 3 - Durante le missioni Apollo, per le riprese televisive a colori, fu impiegato il sistema TVC del Dr. Goldmark. Gli apparati furono disegnati e costruiti, per la NASA, dalla Westinghouse (Vedi Selezione Radio Tv n. 8, 1970). I motivi della scelta sono da ricercarsi nel basso costo, compatezza, defeltà di riproduzione, leggerezza, semplicità e dal fatto che il sistema a sequenza di campo è più associabile con la tecnica digitale. Nella foto il Dr. Goldmark mentre mantiene la telecamera a colori, con un disco di 8,75 cm, impiegata durante la missione dell'Apollo 11.

LA TV A COLORI

Nel marzo del 1940, mentre si trovava a Montreal Canada, in vacanza con la prima moglie Frances, lo scienziato sentì lo strano impulso di andare a vedere l'allora tanto acclamato film «Via col Vento». Il film lo colpì non per la trama o la recitazione, bensì per i colori, tanto che durante le quattro ore di proiezione non potè fare a meno di pensare al modo di dare i colori alle immagini televisive.

Ritornato a New York convinse la CBS che il futuro della televisione era legato al colore. Ricevendo così l'approvazione per le ricerche e lo sviluppo di un pratico sistema di TVC.

Bisogna notare che in precedenza Baird, Valensi ed alcuni tecnici della Bell. Co avevano già dimostrato sistemi di TVC; questi comunque furono subito definiti non pratici e poco fedeli.

Dopo soli tre mesi il Dr. Goldmark poté dimostrare un buon sistema di TVC su di uno schermo di tre pollici. Si trattava di un sistema le cui informazioni cromatiche erano trasmesse a sequenza di campo cioè la superficie sensibile del tubo da ripresa veniva analizzata attraverso un filtro rosso, blue e verde scandendo prima le righe dispari e dopo quelle pari. Il necessario interlacciamento fu appositamente sviluppato per rendere più chiare le immagini prodotte.

All'epoca la National Television System Committee non aveva ancora scelto uno standard per la TV monocromatica, pertanto il Dr. Goldmark, che tra l'altro presiedeva la commissione, il 29 Agosto del 1940 decise di proporre il suo standard cromatico. La proposta ebbe l'effetto di una dinamite. Come si poteva parlare di TV a colori ad un gruppo d'industriali che avevano investito somme enormi per lo sviluppo della TV monocromatica? La GE, l'RCA, Du Mont, Philco e Farnsworth erano del parere che la TVC li avrebbe danneggiati. L'RCA ammise che aveva clandestinamente osservato le trasmissioni sperimentali della CBS e dichiara che il sistema TVC a sequenza di campo non avrebbe funzionato nemmeno commercialmente. A favore della TVC della CBS si schierarono la Zenith e la Stomber-Carlson.

Il 4 Settembre dello stesso anno il Dr. Goldmark dimostrò con successo il suo sistema TVC alla FCC, questa però non volle pronunciarsi ufficialmente sin quando il sistema non sarebbe stato in grado di effettuare riprese dal vivo. Ciò presentava un altro problema per il Dr. Goldmark in quanto si doveva scegliere tra il fare lo studio più luminoso o costruire un tubo da ripresa più sensibile. L'ultima soluzione sembrò più adeguata e, dato che la CBS non era in grado di fornire un simile espediente, il Dr. Goldmark dovette ancora una volta richiederlo all'RCA la quale aveva appena messo in commercio l'orticon d'immagine.

Questo analizzatore, seppur non proprio adatto alle riprese cromatiche, offriva la più alta sensibilità allora ottenibile. Per migliorarne il responso spettrale il Dr. Goldmark pensò di aumentare lo spessore della superficie sensibile. Siccome la CBS non era nemmeno in grado di effettuare una simile «ritocco» lo richiese all'RCA. Questa avvisò il Dr. Goldmark che la sua modifica non avrebbe fatto funzionare il tubo da ripresa, comunque lo avrebbe costruito secondo le specificazioni per «soddisfare un cliente».

Con l'orticon modificato il 2 Dicembre 1940 il Dr. Goldmark riuscì a effettuare ottime riprese cromatiche dal vivo. A questo punto l'RCA cominciò a far sentire il suo braccio di ferro. Mentre il Dr. Zworykin scriveva che il sistema TVC di Goldmark «produceva migliori risultati di qualsiasi altro», i dirigenti dell'RCA andarono persino ad assumere un ingegnere di nome Goldsmith sperando

Fig. 4 - Il Dr. Goldmark tra una pila di album, mentre mostra il suo LP nel 1949.

di confonderlo con Goldmark nella campagna per screditare la TVC della CBS.

Nel Giugno 1941 la FCC concedette alla CBS il permesso di iniziare regolari trasmissioni TVC sperimentali le quali terminarono con un notiziario speciale sull'attacco a Pearl Harbor. Con la guerra la CBS sospese le ricerche sulla TVC.

LA SECONDA GUERRA MONDIALE

Nel Gennaio 1942 il Dr. Goldmark fu invitato a far parte dell'Office of Scientific Research and Developments nel reparto Radio Research Laboratory di Boston, con il compito di sviluppare sistemi anti-avvistamento. Per 18 mesi il Dr Goldmark fece la sponda tra New York e Boston.

Bisogna tener presente che i tedeschi erano di circa 10 anni avanti rispetto agli Stati Uniti per ciò che riguardava sistemi d'avvistamento, infatti nel 1945 questi completarono l'installazione di oltre 4.000 radar su tutto il territorio occupato.

Il primo sistema anti-avvistamento che gli inglesi chiamarono «Goldmark's jammer» fu impiegato nell'invasione dell'Africa. In seguito lo scienziato fu trasferito in Inghilterra presso l'American British Laboratory dove sviluppò un sistema per far generare segnali falsi ai radar nemici (chiamato «chaff» dagli americani e «window» dagli inglesi). Dopo la guerra, i tedeschi ammisero che il sistema anti-avvistamento ed i chaff produssero molti guai, tanto che il 90% dei loro esperti in UHF erano alla ricerca di una soluzione e la Luftwaffe promise un premio di 700.000 reichsmarks alla migliore soluzione.

Nel frattempo la marina statunitense comunicò al Dr. Goldmark l'intenzione d'invadere l'Europa e gli chiede un sistema elettronico atto a far registrare sui radar nemici una flotta fantasma in modo che quella vera potesse accostarsi verso posizioni meno protette. Questo apparato doveva essere pronto per il Maggio 1944. Dopo aver preso in esame diversi metodi, durante la seconda settimana di Marzo il Dr. Goldmark era riuscito a sviluppare un sistema piuttosto funzionale, ma purtroppo non poté assistere né alle prove preliminare, né all'applicazione pratica in quanto in precedenza, per mantenere il segreto sull'invasione d'Europa, aveva violato alcuni regolamenti militari in fatto di trasporti e quindi punito.

Per comprendere meglio l'animosità tra la CBS e l'RCA anche durante il conflitto mondiale, bisogna raccontare la storia di quando Paley e Sarnoff, entrambi colonnelli nelle forze armate americane, si trovarono a Londra. Mentre il notoriamente raffinato Paley alloggiava nel lussuoso Claridge's Hotel Sarnoff si trovava presso un modesto accampamento. Quando quest'ultimo lo venne a sapere fece tanto rumore finché venne anche lui trasferito al Claridge.

Per una strana «combinazione» a Sarnoff fu assegnata la stanza in cui aveva alloggiato Paley, lasciata per una migliore.

LE UHF E LA TVC

Finita la guerra il Dr. Goldmark ritornò alla CBS come capo di un reparto notevolmente cresciuto. L'esperienza con i sistemi antiavvistamento lo aveva reso abile nel campo delle ultra-alte-frequenze (UHF), pertanto la prima cosa che fece fu trovarne un'applicazione pratica. Il 31 Gennaio 1946 la CBS lanciò la banda UHF. Mentre alla CBS si stava cercando di sviluppare un valido ed economico sistema per la trasmissione e ricezione televisiva a colori con le UHF, Sarnoff assieme alla Philco e Du Mont (già assorbita dalla Fairchild ed Emerson) andava predicando contro il sistema TVC e le trasmissioni in UHF.

I motivi contro le trasmissioni in UHF erano identici a quelli contro la TVC. A parte il fatto che le compagnie volevano mostrare un utile agli investimenti sulla TV monocromatica in VHF, queste non vedevano di buon occhio un possibile predominio della CBS nel campo televisivo.

Nel 1946 la CBS mise in scena per la FCC una dimostrazione del suo sistema TVC, con apparati costruiti dalla ITT, presso un elegante albergo a 80 km dai trasmettitori sistemati sopra l'edificio della Chrysler.

Appena la notizia del felice esperimento giunse alle orecchie dell'RCA, questa divenne «vorace». In una vigorosa campagna propagandistica affermò che la TVC della CBS «non era immediatamente compatibile con la ricezione monocromatica e che il convertitore richiesto dai TV in bianco e nero era brutto, costoso ed inefficiente».

La difesa della CBS era che aveva un pratico sistema di TVC a basso costo e che i proprietari degli allora 250 mila televisori monocromatici potevano acquistare un convertitore relativamente economico.

Mentre condannava la TVC «meccanica», l'RCA aveva annunciato che stava lavorando su di un sistema «completamente elettronico e compatibile» realizzabile in cinque anni.

Poco dopo il periodo fu ridotto a tre anni ed infine portato a 18 mesi. Bisogna far notare che il sistema TVC della CBS era praticamente elettronico e non meccanico. Il solo componente girevole era in sostanza il disco che inseriva i colori in sede di ripresa. L'unico motivo per cui il disco colorato veniva impiegato anche in sede di ricezione, era dettato dal fatto che all'epoca non vi erano cinescopi in grado di rappresentare elettronicamente informazioni cromatiche.

Nel frattempo la Russia si era interessata al sistema sequenziale, pertanto inviò una delegazione presso la CBS per studiare i vantaggi.

Il 30 Gennaio 1947 Charles Denny, presidente della FCC, annunciò che sia la TVC che le UHF erano «premature». Sei mesi dopo Denny si dimise dalla FCC per assumere il posto di vice-presidente della rete televisiva dell'RCA.

Fu un brutto colpo per la CBS. Questa, anticipando il consenso, aveva voluto dare il buon esempio ritirando le domande per la licenza di operare in VHF, richiedendo invece quella per le UHF. Quando la FCC rifiutò il consenso per operare nelle UHF, la CBS si trovò ad acquistare le licenze per le VHF ad un costo esorbitante, mentre prima le avrebbe potute avere per pochi soldi.

Ciò, nemmeno a dirlo, imbestialì Paley il quale, da allora, si riferiva al Dr. Goldmark come «il pazzo ungherese con l'impermeabile bianco».

Nel 1948 una compagnia farmaceutica chiese al Dr. Goldmark se poteva effettuare le riprese televisive a colori di un'operazione chirurgica. Con l'aiuto della Zenith, che costruì un ricevitore cromatico con uno schermo di 12 pollici ed una lente per ingrandirlo, il 31 Maggio 1949 l'equipe di Goldmark mise in atto la prima ripresa TVC a colori di un parto cesareo presso l'Università della Pennsylvania. Nel Dicembre dello stesso anno lo stesso sistema venne impiegato per un'operazione osservata, su 20 televisori a colori, da 15 mila dottori riuniti in Atlantic City. Nonostante ciò il Dr. Goldmark dovette fronteggiare la decisione di Paley d'eliminare il reparto ricerche della CBS. Paley era del parere che la TVC aveva raggiunto il suo culmine e non poteva essere adattata alle regolari trasmissioni in VHF.

Ciò diede un motivo al Dr. Goldmark di riportare le trasmissioni a colori nella banda VHF e progettare un elaboratore video in modo da far occupare al segnale di luminanza e crominanza lo stesso spazio di frequenze occupato dal solo segnale monocromatico. La modifica apportò un tale miglioramento a tutto il sistema TVC che Paley ritirò l'ordine di «far smantellare il reparto ricerche in 90 gg.».

Precedentemente, l'interesse causato dalla dimostrazione «Atlantic City, fece riunire una sottocommissione senatoriale per analizzare la situazione della TVC. Nel frattempo il nuovo presidente della FCC invitò il Dr. Goldmark a dimostrare il suo sistema TVC e il 12 Gennaio 1950, incoraggiato da alcuni senatori, la CBS iniziò le prime dimostrazioni pubbliche delle trasmissioni TVC.

Nel Settembre 1950 la FCC chiese la dimostrazione dei tre sistemi di TVC in competizione, quello della CBS, dell'RCA e della Color Television Inc.

A questo punto la Radio Manufactures Association invitò la FCC alla cauzione in modo da proteggere coloro che avevano TV monocromatici.

Naturalmente il Dr. Goldmark difendeva la TVC dicendo che il suo sistema non avrebbe reso inutile il televisore in b/n, in più un semplice convertitore del costo di $ 100 lo poteva adattare anche alla ricezione cromatica.

Le dimostrazioni presso la sede FCC di Washington consistevano nel ricevere programmi TVC da New York via cavo e quelli locali via etere. Alle prove sia l'RCA che la Color Television Inc. fecero una brutta figura. L'RCA giustificò la pessima rappresentazione affermando che il loro cavo coassiale era stato sabotato da un operatore accusato di avere idee politiche particolari. La CBS si assicurò, così, la licenza e il 20 Novembre 1950 iniziò le prime trasmissioni TVC regolari. Il 10 Dicembre 1950 il New York Times annunciò che l'RCA aveva perfezionato il suo sistema TVC tanto da essere «quasi» pari a quello della CBS. Il Generale Sarnoff aveva spinto le ricerche ad un tal punto da causare esaurimenti nervosi tra i tecnici. In palio vi erano premi di 10 mila dollari per qualsiasi miglioramenti al sistema.

A questo punto la FCC chiese all'RCA di cooperare con la CBS in modo da incorporare la compatibilità nel sistema TVC esistente. Bisogna notare che, in un certo senso, il sistema TVC dell'RCA è anch'esso sequenziale; però, mentre la CBS inviava le informazioni cromatiche a sequenza di campo, l'RCA le inviava con un impulso dopo l'altro, cioè a sequenza di punti. Mentre la battaglia tra l'RCA e la CBS s'invigoriva, quest'ultima si lanciò nel campo industriale, ma scartò il consiglio del Dr. Goldmark di entrare nell'area dei semiconduttori (Paley preferì l'opinione di un tecnico il quale gli assicurò che il transistore era un giocattolo e che mai avrebbe battuto la valvola). Naturalmente i transistori assunsero un ruolo sempre più importante mentre la fabbrica di tubi termoionici acquistata dalla CBS si era rivelata un cattivo investimento. Dato che il Dr. Goldmark aveva suggerito alla CBS di entrare nel campo industriale, a questo si riservò tutta la colpa dell'insuccesso. Di nuovo Paley voleva liberarsi del Dr. Goldmark, della sua equipe e tutto il reparto ricerche; comunque, quando venne a sapere che la Fairchild era interessata a tutto il complesso, cambiò idea: «se il laboratorio è buono per la Fairchild ce lo teniamo» disse.

Così, ancora una volta, il Dr. Goldmark poté tirare un sospiro di sollievo e ritornare a lavorare sul suo sistema TVC. A questo punto lo scienziato si concentrò sullo sviluppo di un cinescopio tricromico in modo da poter eliminare il disco girevole almeno in fase di ricezione. Il Dr. Goldmark nel 1953 era del parere che il cinescopio tricromico allora costruito dall'RCA non poteva essere prodotto in quantità ad un costo ragionevole e dimensioni adeguate, comunque pensava che l'idea fondamentale dell'RCA poteva essere migliorata, pertanto as-

sunse l'esperto Marshall Wilder per risolvere il problema della produzione in massa e rendimento. L'ing. Wilder sviluppò l'attuale tecnica fotoincisiva per depositare i fosfori allineati con la maschera d'ombra.

Verso la fine del 1953 la CBS mollò la presa sul sistema TVC a sequenza di campo e quello a sequenza di punti dell'RCA fu standardizzato

IL LP ED IL 16 2/3

Un giorno d'autunno del 1945, mentre ascoltava da una pila di dischi microsolchi un concerto diretto dal maestro Toscanini, il Dr. Goldmark fu turbato dal fatto che ogni movimento veniva interrotto dal cambio automatico del disco. Non avendo nessuna idea di come poter incidere e riprodurre suoni soddisfacenti, prima con la logica si autoinsegnò i concetti fisici basilari, ad esempio era logico pensare che per aumentare la durata bisognava diminuire la velocità di rotazione ed aumentare i numeri di microsolchi. Secondo, fece una visita alla Columbia Records, un reparto della CBS che produceva dischi a 78 giri, dove scoprì che la CBS incideva tutto ciò che andava in onda su dischi di lacca del diametro di 11,8 cm fatti rotare a 33,33 giri al minuto (33 e 1/3 fu scelta da J.P. Maxfield ai primordi della cinematografia in quanto questa velocità è il sottofondo musicale della stessa durata di una bobina di film). Presso la Columbia Records al Dr. Goldmark il progetto venne sconsigliato poiché, dicevano, l'RCA ci aveva provato inutilmente. Dopo pochi mesi, con l'aiuto di alcuni esperti, il Dr. Goldmark riuscì a dimostrare un buon disco di lunga durata o «Long Play» («LP» venne impiegato solamente dopo che 25 nomi furono scartati, quando per caso un dirigente notò che il Dr Goldmark sin dal principio riferiva la sua idea come un disco LP). Dato che la musica classica non offriva un vasto mercato e anche per evitare una possibile competizione, nel 1948 Paley invitò Sarnoff ad approfittarsi dell'innovazione discografica del LP. L'RCA, come risposta, poco dopo presentò una versione del disco a 78 giri al minuto che, però, ruotava a 45 giri (chiamato Madame X). La battaglia tra il LP ed il 45 giri fu feroce; per sostenere il 45 giri l'RCA arrivò persino ad offrire il giradischi gratis. La CBS, d'altro canto, sviluppò un giradischi universale con velocità variabile da 78 a 45 o 33 giri. Siccome il 45 giri non era adatto ai lunghi motivi sinfonici, l'RCA sotto l'insistenza del maestro Toscanini, dovette arrendersi ai LP. La CBS, per paura di confondere il pubblico, mise da parte l'idea del Dr. Goldmark di lanciare un piccolo disco a 33 giri per le canzoni popolari, pertanto in seguito dovette arrendersi al 45 giri per questo tipo di musica. Nel 1953, durante una vacanza, il Dr. Goldmark fu colpito dal fatto che durante i viaggi in auto non si poteva scegliere ciò che si preferiva ascoltare, se non le stazioni radio. Ritornato al lavoro ideò un disco microsolco del diametro di 17 cm fatto ruotare a 16,6 giri al minuto (metà del LP).

Il disco era abbastanza piccolo da poter accomodare il giradischi nel cruscotto e girava abbastanza lentamente da contenere materiale per la durata di 45 minuti per lato. In seguito il Dr. Goldmark sviluppò un sistema per ammortizzare le scosse e vibrazioni causate al giradischi dal movimento dell'auto. Il lancio, non troppo fortunato, fu affidato alla Chrysler e le case costruttrici inclusero questa nuova velocità nei loro apparati, sviluppando così giradischi con velocità variabili da 16 2/3, 33 1/3, 45 e 78 giri.

LA CASSETTA AUDIO E VIDEO

Sempre nel 1953 il Dr. Goldmark, cercando di mantenere attivo il reparto ricerche della CBS, propose un sistema di registrazione video-magnetica che, purtroppo, non venne preso in considerazione. Per evitare lo smantellamento del laboratorio cercò allora di farlo finanziariamente autosufficiente tramite attività consultive e ricerche per conto di altre compagnie. Per queste funzioni la 3M gli chiese di sviluppare alcuni apparati commerciali di interesse generale. Tra le proposte del Dr. Goldmark figuravano le cassette audiomagnetiche operabili sia in casa che in automobile. Nel 1957 la CBS vinse un contratto con la NASA per lo sviluppo di un apparato per registrare la voce degli astronauti, L'anno precedente, esattamente nell'Aprile '56 l'Ampex vendette alla CBS il primo registratore video-magnetico. Nel 1960 l'equipe del Dr. Goldmark riuscì a costruire un'audiocassetta miniaturiz-

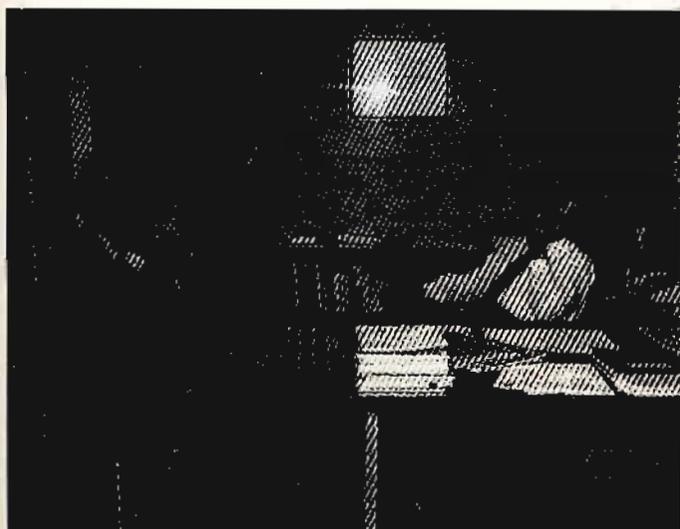



Fig. 5 - «Il libro biografico di Sarnoff è molto impreciso e parziale. Non per niente l'autorizzazione a scriverlo il Generale la diede a suo cugino Eugene Lyons».

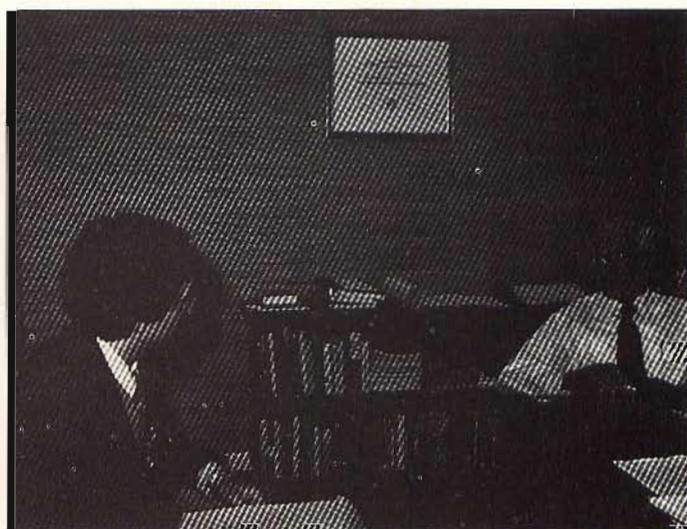



Fig. 6 - «Oh sì, Baird lo conoscevo da molto tempo. Valensi, invece, lo conobbi dopo la standardizzazione della televisione a colori dell'RCA».

zata con una singola bobina il cui nastro magnetico si muoveva con una velocità di 1,87 pollici al secondo. Il sistema venne anche preso in considerazione dalla Philips. Questa, comunque, non trovò un accordo con la GBC e la 3M, pertanto uscì, per suo conto, con la versione oggi standardizzata delle cassette audio.

L'EVR

Nel 1958, durante l'inaugurazione del nuovo laboratorio della CBS a Stamford, il Dr. Goldmark diede in regalo un sistema ETV (TV didattica) al distretto scolastico locale; questo, però, non era interessato in quanto la TV offriva un accesso troppo rigido ed interferiva con le regolari lezioni. Per rimediare a ciò il Dr. Goldmark pensò subito al modo di rendere i programmi indipendenti dalle liste di programmazione. La registrazione magnetica fu scartata in quanto troppo costosa, il film poteva offrire un'alternativa adeguata. Nell'autunno del '60, dopo aver cercato inutilmente un appoggio presso la Kodak, il Dr. Goldmark presentò con entusiasmo il progetto ai dirigenti della CBS come un «Video Long Playing Record». L'entusiasmo, però, si spense appena lo scienziato, dall'area didattica, si trasportò in quella ricreativa. La CBS non voleva assolutamente sviluppare un prodotto che poteva competere con le sue trasmissioni televisive, pertanto Paley respinse vigorosamente l'idea del Dr. Goldmark.

A venire incontro allo scienziato fu l'aeronautica militare la quale gli finanziò le ricerche preliminari. Nel 1962 il primo prototipo era già pronto e, con i finanziamenti da parte della Monsanto, nel 1964 il Dr. Goldmark mette in atto una dimostrazione pratica. In seguito con la promessa che l'EVR (chiamato in base alla tecnica di Electronic Video Recording) venisse sviluppato esclusivamente come un mezzo didattico, il Dr. Goldmark riuscì ad ottenere l'appoggio della CBS. Partiti a tutta forza questa si associò con l'IBM e si preparò a promuovere l'interesse presso compagnie internazionali, ma nel 1965 la CBS proibì lo sviluppo di un sistema EVR a colori facendo così terminare la cooperazione con l'IBM. Sino a questo punto l'EVR era rimasto un segreto tra pochi dirigenti di alcune compagnie. Nel 1967, però, un articolo sul New York Times annunciò lo sviluppo di un «videodisco» da parte della CBS. Per evitare l'imbarazzo con gli azionisti, i quali non erano al corrente dell'EVR, la CBS smentì l'autorevole quotidiano. Il giornalista del N.Y. Times aveva saputo di un «disco piuttosto piatto del diametro di sette pollici che poteva riprodurre immagini in un televisore» da un italiano sul treno diretto a Bellagio in provincia di Como. L'articolo sul «Times» aumentò l'interesse della CBS per l'EVR, nel frattempo la voce si era sparsa in tutta l'Europa, destando attenzione tra editori tedeschi, francesi, britannici e italiani i quali decisero di formare un consorzio. Tra le compagnie elettroniche la Philips mostrò interesse verso l'EVR. Questa stava sviluppando una videocassetta per proprio conto, ma era del parere che l'EVR era di 10 anni avanti. A questi si aggiunsero la ICI e la CIBA. In seguito la Philips ed alcune case editrici, non trovando un accordo con la CBS, lasciarono il consorzio. Alla Motorola fu affidato il compito di costruire gli apparati e nel 1968 il Dr. Goldmark era pronto a dare una dimostrazione pubblica del suo EVR. Per lo scienziato, purtroppo, si avvicinava il pensionamento, per tutti obbligatorio all'età di 65 anni, eccetto per Paley.

L'operazione EVR non fu portata a termine secondo le direttive del Dr. Goldmark e nel 1970 la CBS ne subì un passivo di 14 milioni di dollari. Il primo Gennaio 1972 il Dr. Goldmark, rifiutando 75 mila dollari all'anno per un posto tra le quinte, lasciò la CBS. Nello stesso anno Paley annunciò che, con una perdita di $ 40 milioni, avrebbe abbandonato l'EVR nelle mani Europee e Nipponiche. (per ulteriori informazioni vedere i servizi su Selezione n. 5, 1970. Elettronica Oggi n. 9, 10 e 11, 1971)

Nel Gennaio 1973 il Dr. Goldmark formò una società propria: la Goldmark Communications Corp. con lo scopo di sviluppare le ricerche nel campo delle comunicazioni affinché queste favorissero lo sviluppo dei sobborghi e lo snellimento delle città. Con i capitali della Warner Communications, il Dr. Goldmark sviluppò il concetto della «New Rural Society» affermando, in sostanza, che il declino morale, politico e sociale delle città può essere evitato solamente dal deconcentramento. Attualmente gli americani occupano meno del 10% del territorio nazionale e sono concentrati nelle metropoli, causando problemi

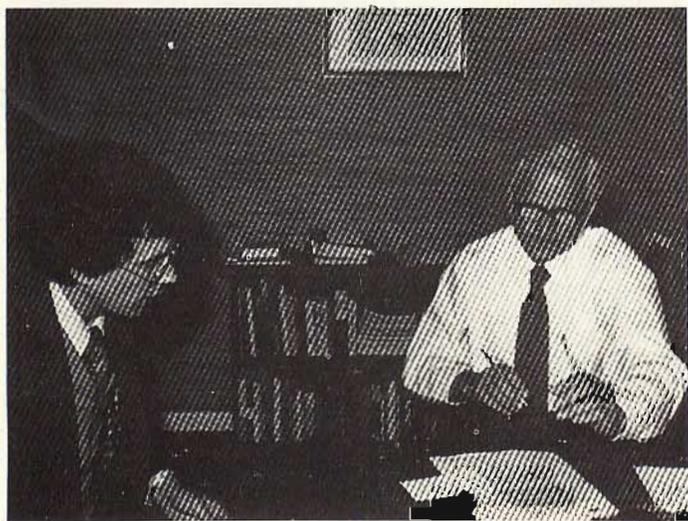



Fig. 7 - «Oh, è possibile che Sarnoff convinse Paley a lasciare la mia TVC. Aspetti, prendo alcune note...».

Fig. 8 - «Selezione Radio Tv è una delle pubblicazioni che la JCE pubblica oltre a Millecanali, Elettronica Oggi e Sperimentare».

dalle dimensioni così enormi da risultare incontrollabili ed irrisolvibili. La soluzione a questa situazione, secondo il Dr. Goldmark, è rappresentata dalla decentralizzazione ottenibile solamente attraverso una buona ed efficiente rete di comunicazione.

Durante l'intervista il Dr. Goldmark sembrava un po' assente. Forse stava cercando di sviare il soggetto verso i suoi nuovi concetti tecnoumanistici («Inventor turned humanist» scrisse il Time, «A scientist is reborn» annunciò il N.Y. Times), mentre a me interessavano più gli aspetti socioeconomici ed i machiavellismi che caratterizzano lo sviluppo della TV a colori. Analizzando il libro autobiografico del Dr. Goldmark (dettato a Lee Edson e pubblicato dalla Saturday Review Press di N.Y.), ci si può rendere conto della sua caratteristica relazione con la CBS, o meglio, con Paley. Una relazione costantemente precaria, molto suscettibile e irrazionale che forse lo scienziato non voleva ravvivare. La situazione lascia pensare che riversando tutto in un volume autobiografico il Dr. Goldmark ha voluto chiudere per sempre la porta al periodo legato alla CBS. La mia insistenza è stata sicuramente considerata mancanza di sensibilità, forse alla soglia dell'intransigenza; ciò, comunque, è servito ad ottenere risposte piuttosto franche. E' chiaro, ad esempio, che il Dr. Goldmark considera il libro biografico del Generale Sarnoff molto impreciso e parziale. Dalla conversazione registrata ho potuto notare che il risentimento verso l'RCA non è grande quanto quello verso la CBS, comunque il fatto che lo scienziato non manca di mostrare ammirazione e rispetto verso i vari dirigenti della CBS, incluso quello che si sposa la sua prima ex-moglie, lascia supporre che il risentimento è diretto solamente verso Paley. La relazione Paley-Goldmark non è stata rosea. Il primo non perdeva occasione per rinfacciargli i cattivi investimenti da lui causati, mentre il secondo lo incolpava di aver irreparabilmente mutilato le sue più grandi invenzioni ed innovazioni.

Il Dr. Goldmark ammette la possibilità che Sarnoff riuscì a convincere Paley a lasciar perdere la TVC sequenziale in quanto poco remunerativa. Ben poco è stato ricavato dalle domande relative ai suoi rapporti con altri pionieri della TV come Rosing, Swinton, Baird, Zworykin, ecc. Essenzialmente so che considerava Baird come il suo inventore favorito e che, sin dai suoi primi esperimenti, il Dr.

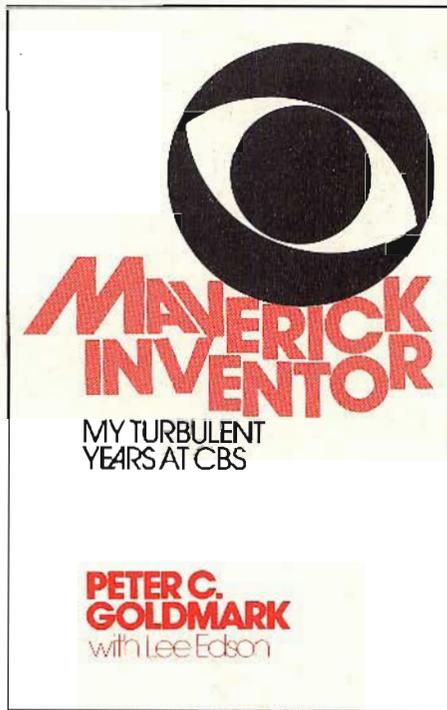



Fig. 9 - La copertina del libro autobiografico del Dr. Goldmark scritto nel 1972.

Goldmark era a conoscenza dei lavori di Rosing e Swinton.

Zworykin è stato ignorato, mentre ci assicura che venne a conoscenza della TVC compatibile ideata dal francese G. Valensi nel 1938, dopo la standardizzazione del sistema TVC dell'RCA (fu Valensi stesso a presentargli il concetto).

Il Dr. Goldmark parlava in modo distaccato, con una voce bassa e piuttosto lemmoso. L'intervista non è potuta essere transcritta nel modo in cui è stata fatta. Ho notato che anche il settimanale «Time», ed in seguito il quotidiano N.Y. Times, non hanno riportato la conversazioni, ma piuttosto un sunto. Il Dr Goldmark manifesta interesse solamente quando gli faccio notare di essere al corrente della sua attività tecnoumanistica, comunque si abbacchia appena ricomincio a «trapanare» la TVC. Nell'opera autobiografica il Dr. Goldmark riporta «anche» alcune discrepenze con i giornali del periodo a proposito delle dimostrazioni della TVC, della sua prima invenzione e delle attività militari.

Ad esempio, secondo il N.Y. Times del 5 Settembre 1940, il 29 Agosto il Dr Goldmark dimostra la sua TVC a James L. Fly, presidente della FCC, ed il 3 Settembre alla stampa. Ho notato, inoltre, che nell'autobiografia lo scienziato non fa menzione né del giorno, né del mese di nascita, ma mette in risalto la famosa strada in cui nacque. A tal proposito mi è stato fatto notare che molto probabilmente il Dr. Goldmark non è soddisfatto dell'indicazione data dal suo segno astrologico. L'autobiografia rende evidente che il celebre scienziato vuol esaltare al massimo la sua nobile origine (lo scienziato ammette di ammirare l'alta classe e stile di Paley). Questo è uno dei motivi per cui la sua «società rurale» non mi ha colpito. In apparenza il Dr. Goldmark può essere giudicato come un «liberal», ciò, comunque, deve essere una veste in quanto lo scienziato è sempre stato uno strumento del monopolio industriale.

Negli ultimi anni presso la CBS, il Dr. Goldmark aveva sotto di sè ben 500 impiegati, tra cui 200 ingegneri

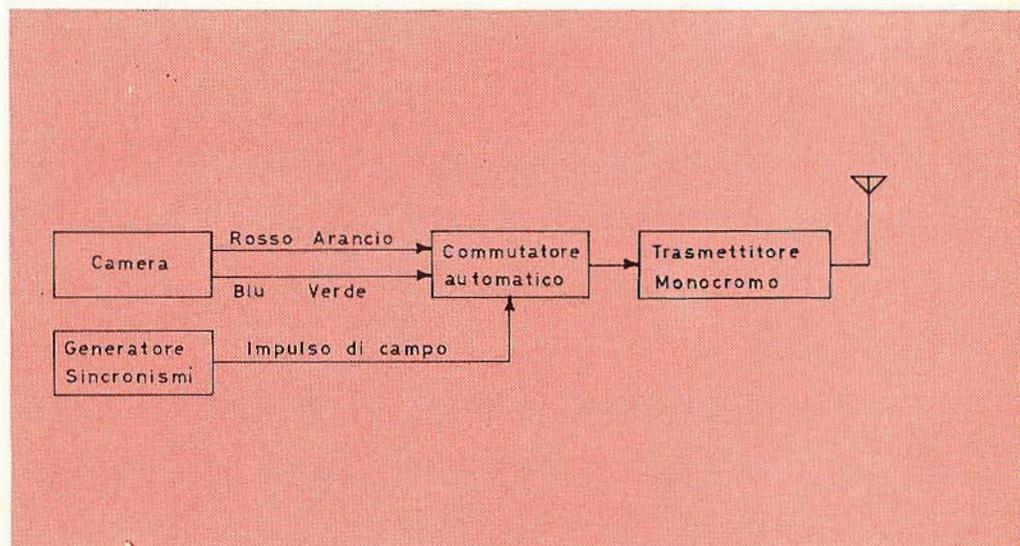



Fig. 10 - Schema a blocchi di una telecamera TVC elettromeccanica SBS ed il relativo trasmettitore monocromatico.

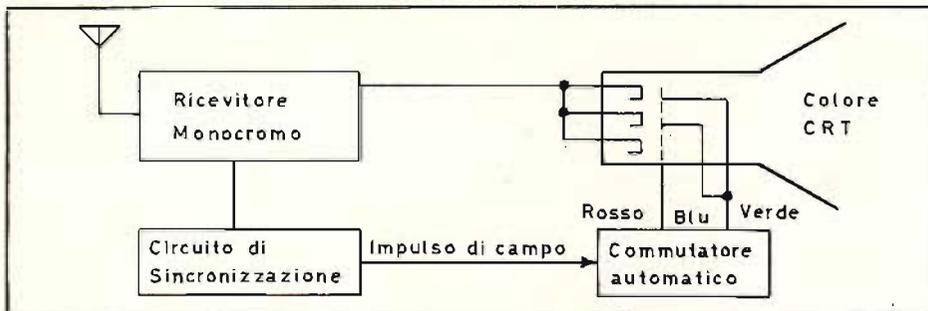



Fig. 11 - Schema a blocchi del ricevitore monocromatico provvisto di un commutatore alla frequenza di campo ed un cinescopio tricromico per la rappresentazione d'immagini colorate con la tecnica SBS.

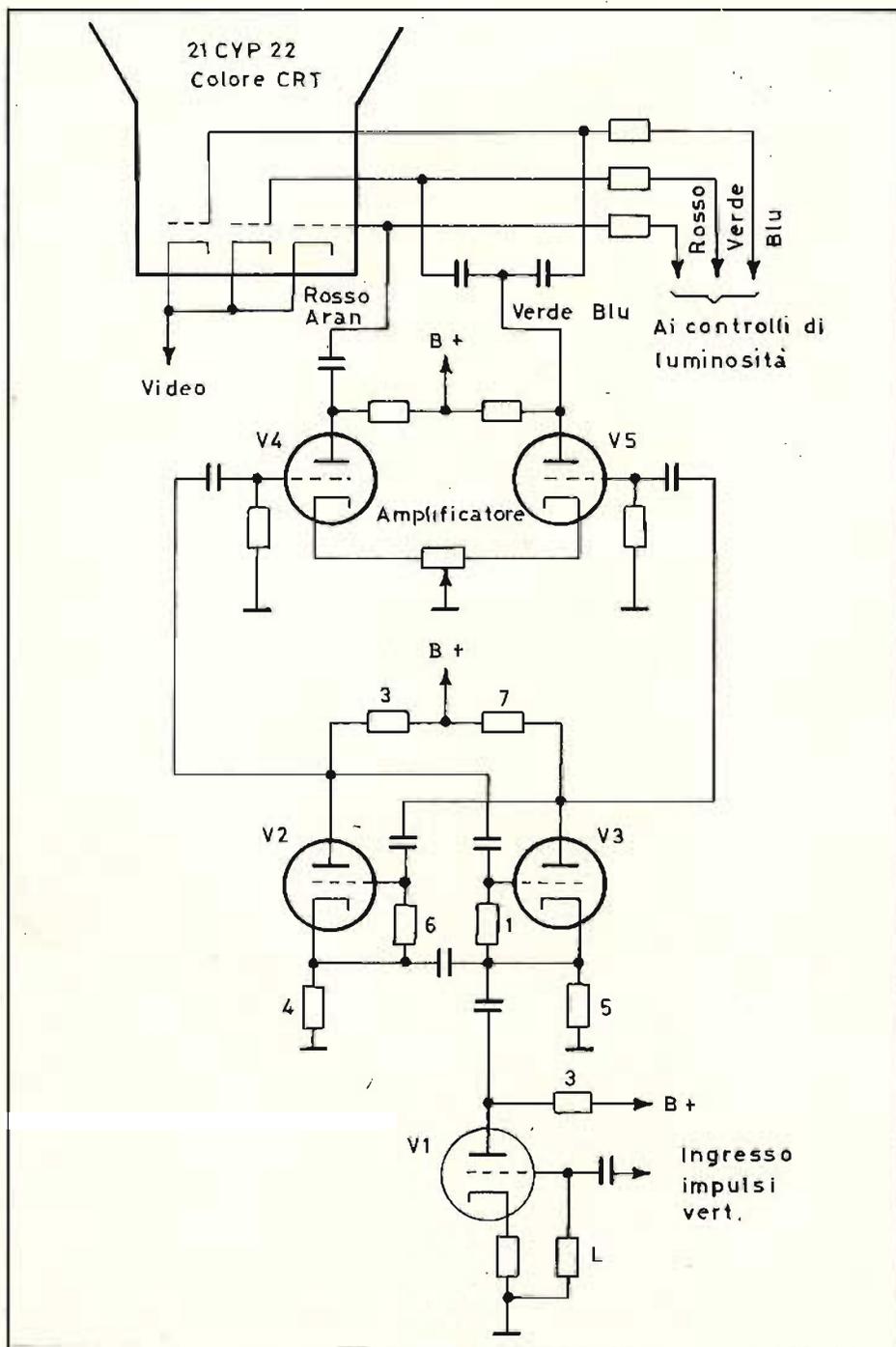



Fig. 12 - Circuito elettronico del commutatore sequenziale SBS.

e scienziati. Durante la sua carriera il celebre scienziato ha ottenuto 160 brevetti, 18 alte onorificenze internazionali e la nomina di membro di 11 associazioni di tutte le parti del mondo.

Il Dr. Goldmark ha tre lauree ad honorem ed è professore all'Università della Pennsylvania e Fairfield.

LA TECNICA TVC A SEQUENZA DI CAMPO

La telecamera impiega un solo tubo da ripresa. Tra le lenti (obiettivo) e l'analizzatore è interposto un disco trasparente tinto con i colori primari (filtro). Il Dr. Goldmark ha trovato che la gente preferisce la sequenza rosso-blu-verde e che questa successione di colori provvede ad una rappresentazione più confortevole.

Il disco, quindi, viene diviso in tre settori e fatto girare in modo che un filtro cromatico rimanga tra la lente e il tubo esploratore fino a quando non si è terminata l'esplorazione di un campo. Il filtro fa sì che solo i raggi di un particolare colore possano colpire il tubo esploratore. Ad esempio, se davanti al tubo si trovasse il filtro rosso, solamente le porzioni rosse dell'immagine da trasmettere potrebbero colpire il tubo da ripresa. L'insieme degli altri colori vengono bloccati dal filtro. Lo stesso vale per il filtro blu e verde. Quindi, affinché l'immagine cromatica possa essere completa, si devono esplorare tre campi.

La velocità con cui il disco colorato gira deve essere molto stabile; ciò dipende dal numero di settori e dalla durata del campo. Per assicurare la costanza di movimento il motore viene alimentato con una tensione ricavata dal confronto tra i segnali di sincronismo verticale e quelli generati dal disco (tachimetro).

Oltre a ciò bisogna assicurarsi che l'alternarsi o scambio dei filtri avvenga sempre e precisamente durante il blanking verticale.

L'immagine che arriva al ricevitore non contiene informazioni cromatiche per sé, bensì è formata da un segnale monocromatico incompleto o parziale. Questo segnale arriva ai catodi di un cinescopio tricromico e genera un fascio elettronico solamente dal cannone la cui griglia viene influenzata dal relativo sincronismo di campo.

Se, ad esempio, si trattasse del campo in cui si è ripreso la porzione rossa dell'immagine, il segnale di sincronismo presente durante la scansione attiverebbe il cannone del rosso, fa-

cendo riprodurre la stessa incompleta immagine rossa.

Dopo tre campi, cioè dopo la rappresentazione dei tre colori primari, l'osservatore sarà in grado di ricostruire l'immagine ripresa con i colori originali. Ultimamente è stata sviluppata una forma semplificata della TVC sequenziale chiamata SBS o Simplified Bicolor System. Questo fa uso di due filtri, uno rosso-arancio e l'altro bluverde. Fig. 10.

In sede di ricezione impiega un televisore convenzionale monocromatico provvisto di un tubo tricromico associato ad un circuito commutatore operante alla frequenza di campo e sincronizzato dall'impulso verticale. Fig. 11 e 12.

Il sistema potrebbe semplicemente far uso di un cinescopio bicromico formato da tante strisce rosso-arancione e blu-verde che si alternano.

Nei primi apparati del Dr. Goldmark il disco dell'esploratore aveva un diametro di 37,5 cm ed era formato da sei settori. Per ogni giro si avevano, quindi, due complete sequenze cromatiche. Il sistema faceva uso di 343 linee, 60 campi ed una larghezza di banda video di 4,5 MHz. Fig. 13.

Dato che un campo viene esplorato in 1/60 di sec. (0,01667 sec.), ogni filtro deve permanere davanti al tubo da ripresa per 0,01667 sec., ciò significa che un giro completo viene fatto in un tempo di:

$$0{,}01667 \times 6 = 0{,}100 \text{ sec.},$$

pertanto il disco deve ruotare a:

$$f \text{ (frequenza o numero di giri)} = \frac{1}{\text{(tempo) } 0{,}100} = 10 \text{ g/sec.}$$

o 600 giri al minuto.

Siccome la persistenza dell'immagine televisiva viene ottenuta con 30 quadri al secondo, formati da 60 campi interlacciati, in un secondo si saranno formati 20 immagini cromatiche complete (dopo 3 campi un'immagine completa, dopo 60 campi, cioè in un secondo si avranno:

60 : 3 = 20 immagini complete)

Proprio al limite della persistenza ottica umana, pertanto la riproduzione non sarà caratterizzata da uno sfarfallio.

Presto sarà possibile sostituire il disco colorato anche in sede di trasmissione impiegando filtri a cristallo liquido attivabili dal segnale di sincronismo verticale Fig. 14.

Dato che il tubo tricromico non era ancora stato sviluppato, il primo ricevitore TVC del Dr. Goldmark impiegava un cinescopio monocromatico ed un disco colorato, simile a quello nel tubo da ripresa, interposto tra lo schermo e l'osservatore, Fig. 15.

In questo caso, però, il disco era molto più grande ed ingombrante in quanto doveva essere proporzionale alle dimensioni del cinescopio. Per tale motivo la CBS non fu in grado di costruire TVC sequenziali con schermi di oltre 12,5 pollici. Bisogna pensare che un tale cinescopio ha uno schermo che misura circa 19 x 25 cm, pertanto richiede un disco del diametro di quasi un metro.

Affinché un particolare filtro si trovi sia davanti al cinescopio che al tubo da ripresa, è necessario che i due dischi colorati ruotino in sincronismo. Ciò assicura che quando la camera da ripresa invia, ad esempio, un'immagine incompleta (monocromatica)

Fig. 13 - Diagramma a blocchi di una telecamera TVC elettromeccanica a sequenza di campo. L'immagine che colpisce la facciata del Vidicon non è cromatica, bensì formata solamente dalle componenti rosse dell'immagine colorata ripresa. Il circuito di compensazione è richiesto in quanto il motore non gira con velocità costante.

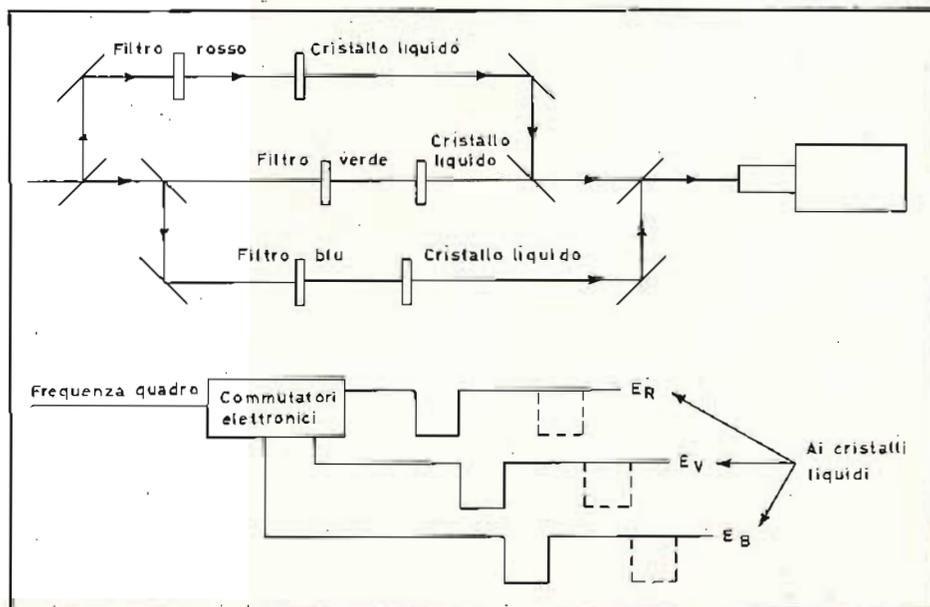



Fig. 14 - Schema a blocchi del sistema TVC SEQUIT.

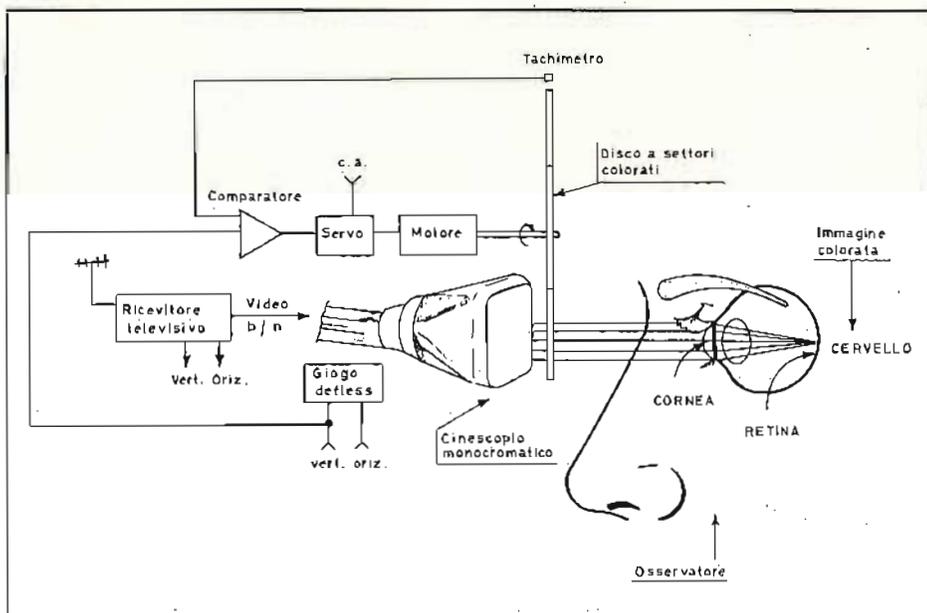



Fig. 15 - Diagramma a blocchi di un ricevitore TVC elettromeccanico a sequenza di campo. In questo caso, dato che il disco colorato gira in sincronismo con quello esploratore, l'osservatore vedrà un'immagine parziale rossa. Siccome questa immagine persiste anche durante la scansione relativa alla porzione blu e verde, alla fine della sequenza l'osservatore sarà in grado di ricostruire la completa immagine ripresa con i colori originali.

a causa del filtro rosso, in sede di ricezione il filtro dello stesso colore farà produrre un'immagine rossa dal segnale trasmesso. L'occhio dell'osservatore viene così colpito da una rapida successione di raggi rossi, blu e verdi. Nel cervello le singole figure parziali si sovrappongono dando l'impressione di un'immagine completa con i colori originali (è noto che mediante un miscuglio dei colori fondamentali rosso, blu e verde si può ottenere ogni tonalità di colore).

Dato che la tecnica TVC a sequenza di campo può far uso dei sensibilissimi tubi esploratori monocromatici, questa può produrre brillanti immagini colorate anche ai bassi livelli di luce. Per lo stesso motivo un sistema TVC a sequenza di campo non richiede regolazioni della tinta e saturazione. Queste caratteristiche, insieme alla compattezza e semplicità, sono state trovate ideali nel campo industriale medico e astronautico dove, in pratica la TVC sequenziale si è sviluppata durante questi anni.

DALLA STAMPA ESTERA

a cura di L. BIANCOLI

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli originali citati nella rubrica « Rassegna della stampa estera ».
Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000.
Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 3/56420 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonché il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

TELEVISIONE A COLORI CON CINESCOPI AUTOCONVERGENTI

(Da «Electronique Professionnelle» - 13 Maggio 1976)

Un cinescopio a colori è costituito essenzialmente da uno schermo, da una maschera forata con relativo telaio e molle di fissaggio, nonché dal collo e dal sistema di proiezione del fascio catodico, proveniente da tre cannoni elettronici montati e sistemati all'interno del collo stesso.

Questi cannoni elettronici canalizzano i tre fasci comandati dai tre segnali cromatici rosso verde e blu, e li proiettano sullo schermo fluorescente.

Sulla faccia interna del tubo, migliaia di piccole particelle di fosforo disposte in

Fig. 1 - Struttura esterna ed interna di un moderno cinescopio del tipo PIL («Precision In Line»).

Fig. 2 - Principio di funzionamento del cinescopio a colori Philips modello 20 AX. In alto a sinistra sono evidenziati i particolari della maschera forata e del sistema di distribuzione delle sostanze fluorescenti sulla superficie interna dello schermo. I tre cannoni sono allineati sullo stesso piano.

gruppi di triadi si illuminano reagendo all'ampiezza dei segnali dei tre colori primari.

I primi tipi di cinescopi a colori prevedevano la disposizione dei tre cannoni in corrispondenza dei vertici di un triangolo, che risultava capovolto rispetto ai punti corrispondenti di fosforo applicati sulla superficie interna dello schermo. Una versione più moderna prevede invece la sistemazione dei tre cannoni sullo stesso piano orizzontale: tra questi cannoni e lo schermo, la maschera — a fessure verticali — permette di dirigere i raggi catodici sulle strisce di fosforo disposte anch'esse verticalmente, allo scopo di selezionare i colori con maggiore facilità che non col sistema detto a «delta».

Questa nuova concezione facilita enormemente la sistemazione dei raggi catodici, e l'ottenimento della gamma completa dei colori.

Fig. 3 - Caratteristiche costruttive di un cinescopio realizzabile secondo il sistema detto «In-line».

Per quanto concerne i tubi di grosse dimensioni, con angolo di deflessione di 90° e con i tre cannoni disposti sul medesimo piano orizzontale, la messa in loco definitiva del deflessore e dei componenti associati viene effettuata dallo stesso fabbricante del cinescopio. Si tratta del procedimento adottato con i cinescopi che appartengono alla categoria «Precision In-Line», la cui struttura è schematizzata alla **figura 1**.

Un altro sistema ad auto-convergenza è stato sviluppato dalla GTE Sylvania: l'esperienza tecnologica raggiunta da questa Fabbrica sui cinescopi classici da 110° e con cannoni disposti a triangolo si è rivelata in questo nuovo esemplare, nel quale la forma dei cannoni e la distanza tra di essi, o per meglio dire tra i centri (8 mm) sono state mantenute anche nella versione con cannoni in linea.

Il sistema di deflessione ad auto-convergenza della Philips (vedi **figura 2**) si basa su di un altro principio: l'auto-convergenza è dovuta ad un deviatore a sella a sezioni multiple, destinato all'impiego con il nuovo cinescopio tipo 20 AX 110°, munito di cannoni in linea (coplanari), di una maschera a fessura, e di luminofori a strisce.

La realizzazione di una deflessione autoconvergente lungo le mediane orizzontale e verticale dello schermo non presenta difficoltà gravi, ma viene effettuata per ottenere i medesimi risultati anche negli angoli.

Un esemplare tipico di cinescopio di questo genere è quello rappresentato alla **figura 3**, che — oltre alla struttura interna del cinescopio, ed alla forma tipica del giogo e del collo, mette in evidenza anche la traiettoria seguita dagli elettroni durante il loro percorso tra le sorgenti e la superficie fluorescente dello schermo.

Tra le realizzazioni più recenti in questo campo sono da segnalare il cinescopio Toshiba da 47 cm, con angolo di deflessione di 90°, totalmente auto-convergente, che non necessita di alcun circuito di convergenza dinamica. E' infatti sufficiente sostituirlo al tubo presente nel ricevitore portatile di produzione commerciale, la cui descrizione verrà però pubblicata in una successiva puntata dell'articolo al quale ci siamo riferiti.

Fig. 4 - Struttura molecolare tipica di alcune sostanze usate per l'allestimento dei cristalli liquidi: in (a) disposizione degli elementi nelle sostanze nematiche: in (b) disposizione degli elementi nelle sostanze smectiche, ed in (c) rappresentazione grafica dell'andamento della spirale colesterica.

I CRISTALLI LIQUIDI

(Da «Electronique Professionnelle» - 13 Maggio 1976)

Nonostante il loro nome, i cristalli liquidi non possono realmente essere considerati dei cristalli, a causa della fluidità: inoltre, la qualifica di «liquido» è anch'essa impropria, in quanto alcuni di essi si presentano allo stato solido. G. Friedel propone di sostituire l'espressione di «cristalli liquidi» con quella di «sostanza mesomorfa o mesofase». In realtà, il termine di «cristalli liquidi» venne adottato verso il 1900 da O. Lehmann, poiché le sostanze sulle quali essi si basavano presentavano allo stato liquido una struttura omogenea, che corrispondeva ai criteri di definizione dello stato cristallino.

A prescindere comunque dall'esattezza del nome che viene conferito a queste sostanze, il loro impiego è oggi enormemente diffuso in numerosi campi, ma soprattutto in quello della riproduzione numerica, grazie alle eccellenti proprietà di durata, di stabilità, di luminosità e di insensibilità alle variazioni termiche.

Per chiarire i princìpi sui quali si basa il loro impiego, la **figura 4** riproduce in (a) la struttura delle sostanze dette nematiche, in (b) quella delle sostanze smectiche, ed in (c) la spirale tipica colesterica.

Le molecole di una sostanza colesterica adottano infatti una configurazione a spirale: su quest'ultima le molecole possono convogliarsi a destra o a sinistra ed il passo dell'elica è abbastanza grande rispetto alle dimensioni molecolari.

Dal momento che questa struttura risulta periodica, una luce incidente può subire delle riflessioni selettive; una sostanza colesterica illuminata con luce bianca appare infatti colorata per riflessione, con colore variante a seconda dell'angolo di osservazione.

Si rammenti inoltre che il passo dell'elica varia molto rapidamente col variare della temperatura, e questo fenomeno viene sfruttato nel campo della termometria visiva.

Dopo un paragrafo nel quale vengono chiariti con una certa profondità concettuale i fenomeni relativi all'instabilità elettroidro-dinamica, l'articolo esamina gli effetti dei campi esterni, e passa poi alla descrizione degli schermi a cristalli liquidi, per la rappresentazione alfa-numerica, citando alcune tipiche applicazioni nel campo appunto degli indicatori destinati all'osservazione a media distanza.

La **figura 5** illustra alcuni modelli di unità impiegate comunemente negli indicatori a cristalli liquidi: a sinistra **(a)** sono illustrati alcuni esemplari di simboli per indicazione oraria, mentre a destra **(b)** si osserva un'applicazione tipica per il campo della strumentazione e dell'indicazione industriale.

Sotto questo aspetto, la Hitachi ha sviluppato uno schermo a cristalli liquidi che permette di riprodurre, mediante matrici da 7 x 9 punti, oltre seicento caratteri alfanumerici e giapponesi.

Un'altra applicazione di grande interesse che viene considerata nell'articolo è quella del principio di funzionamento del proiettore mediante sostanze colesteriche (vedi **figura 6**). In questo caso un raggio laser ad infrarossi (CaAs, YAG, He-Ne) viene assorbito dagli strati di indio, e scalda la fase colesterica che diventa isotropica e fortemente diffondente. Questo è appunto

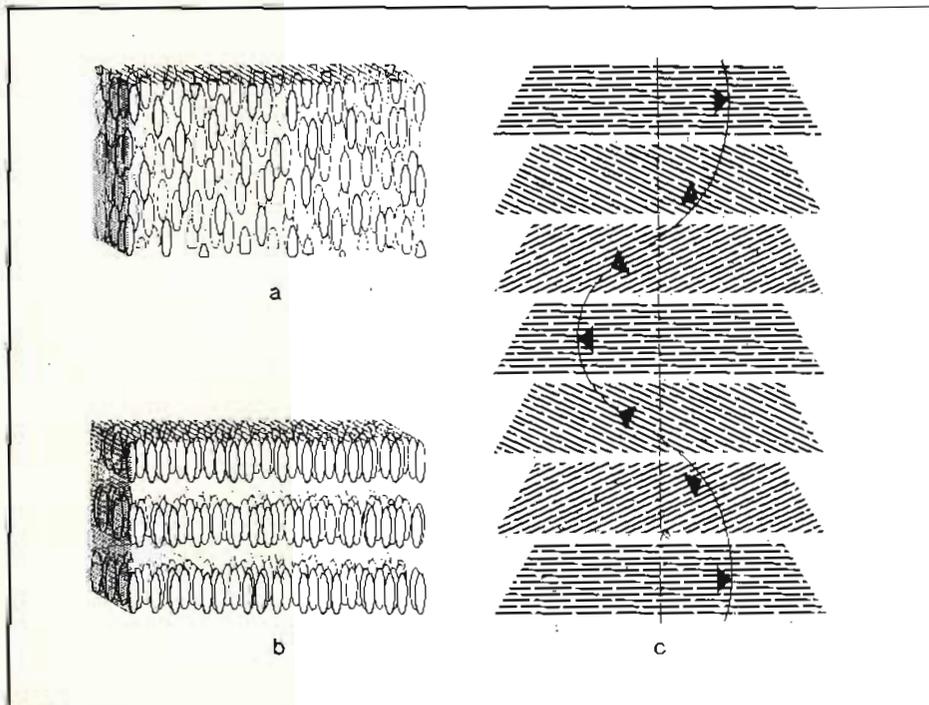
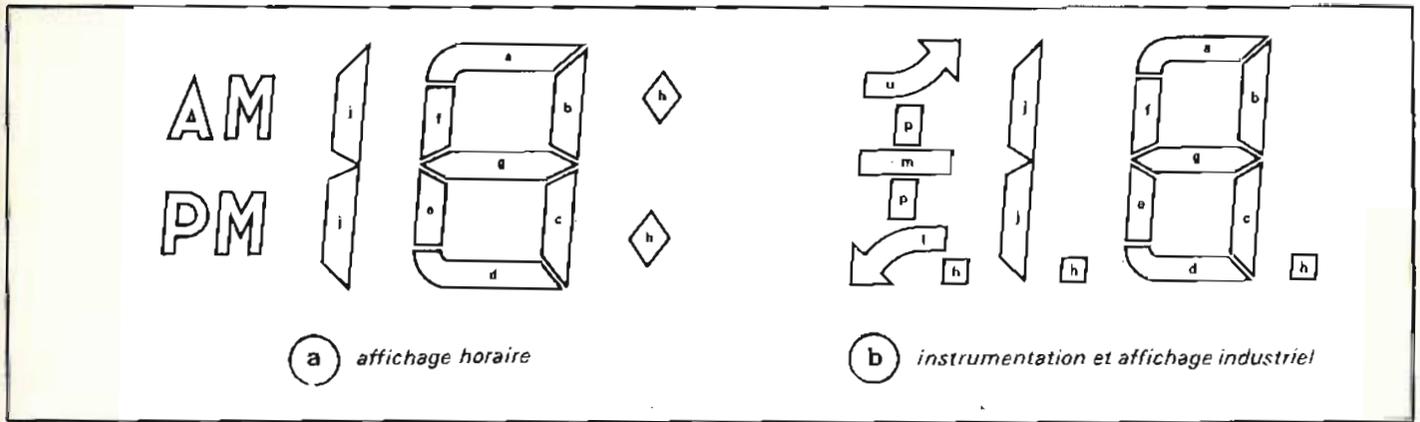



Fig. 5 - Esempi di grafismi impiegati negli indicatori a cristalli liquidi: a sinistra (a) sistema di indicazione dell'ora, e a destra (b) sistemi di riproduzione per strumenti ed indicatori industriali.

Fig. 6 - Principio di funzionamento del proiettore di tipo colesterico: un raggio laser infrarosso viene assorbito dagli strati di indio, e scalda la fase colesterica, che diventa isotropica fortemente diffondente.

il principio che viene sfruttato per ottenere la riproduzione mediante radiazioni luminose di simboli grafici di varia natura, tra cui lettere, numeri, segni di punteggiatura, eccetera.

L'ultimo paragrafo dell'articolo descrive alcuni tipi di termometri ultra-sensibili, che sono stati appunto realizzati sfruttando i princìpi riscontrati nei confronti delle sostanze colesteriche.

SISTEMA DI RICE-TRASMISSIONE MEDIANTE FOTOTRANSISTORI E DIODI FOTOEMITTENTI

(Da «Elementary Electronics» - Marzo-Aprile 1976)

Attualmente è possibile comunicare lungo un raggio di luce con un costo modesto, impiegando due semiconduttori elettro-ottici che fino a pochi anni fa erano disponibili soltanto in laboratori specializzati, essendo ancora in fase sperimentale.

Il sistema di comunicazione mediante la luce si serve infatti di un foto-transistore per convertire le variazioni di luce in variazioni di intensità di una corrente, e di un diodo fotoemittente, che ritrasforma i segnali elettrici in variazioni di intensità luminosa.

La **figura 7** rappresenta due esempi di circuiti adatti per ottenere la trasmissione: nel primo caso (schema superiore), il raccordo J1 serve per il collegamento del mi-

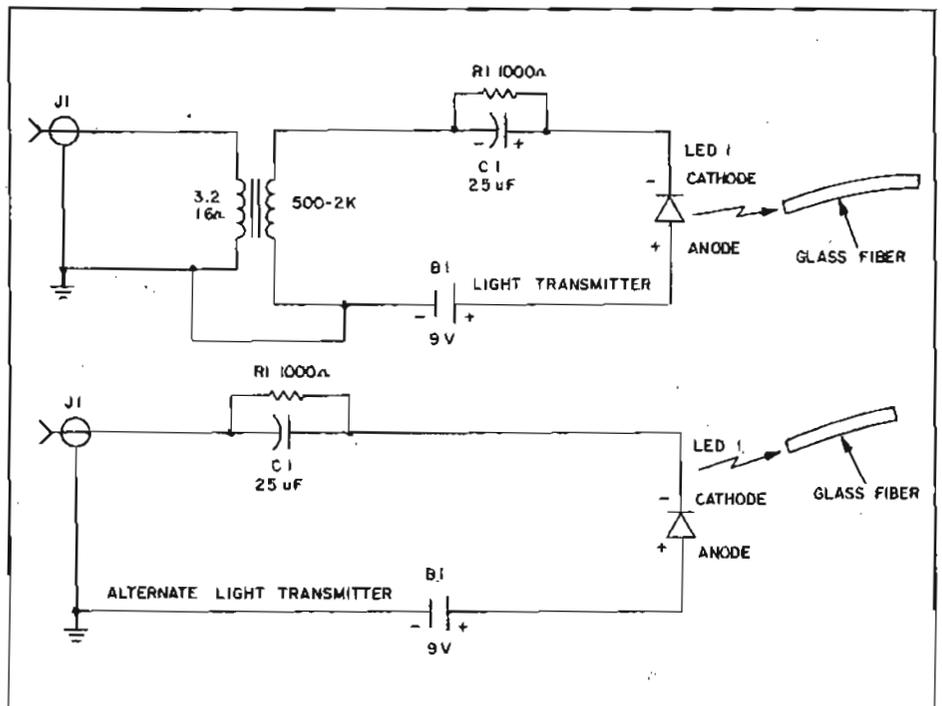



Fig. 7 - Il circuito superiore fa uso di un trasformatore per ottenere una maggiore ampiezza dei segnali di uscita, ed un buon adattamento dell'impedenza. Il circuito illustrato in basso è analogo, ma fa a meno del trasformatore in quanto è riferito all'impiego di un microfono ad alta impedenza.

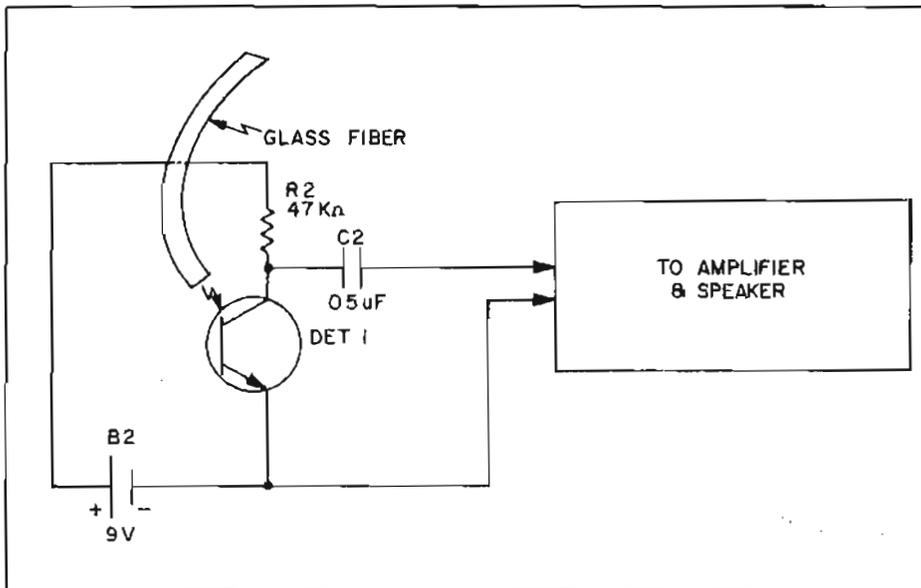



Fig. 8 - Struttura del dispositivo di ricezione: gli impulsi luminosi che controllano il funzionamento del fototransistore tramite il sistema a fibre ottiche producono un segnale che, tramite C2, viene applicato all'ingresso dell'amplificatore propriamente detto.

crofono, tramite un trasformatore-adattatore di impedenza, il cui primario presenta un' impedenza compresa tra 3,2 e 16 Ω, mentre il secondario presenta un'impedenza di valore compreso tra 500 e 2.000 Ω. Lungo la linea del secondario da un lato è presente un gruppo RC in parallelo, costituito da un resistore da 1.000 Ω e da un condensatore da 25 µF. Dal lato opposto viene inserita la batteria di alimentazione, che deve essere in grado di fornire una tensione di 9 V.

La doppia linea fa infine capo ad un diodo fotoemittente, il cui catodo è collegato al gruppo RC in parallelo, mentre l'anodo è collegato direttamente al polo positivo della batteria di alimentazione.

E' chiaro che, a causa della corrente fornita dalla batteria, il diodo fotoemittente viene percorso da una certa corrente, la cui intensità varia — tuttavia — per effetto della tensione trasformata proveniente dalle correnti foniche prodotte dal microfono.

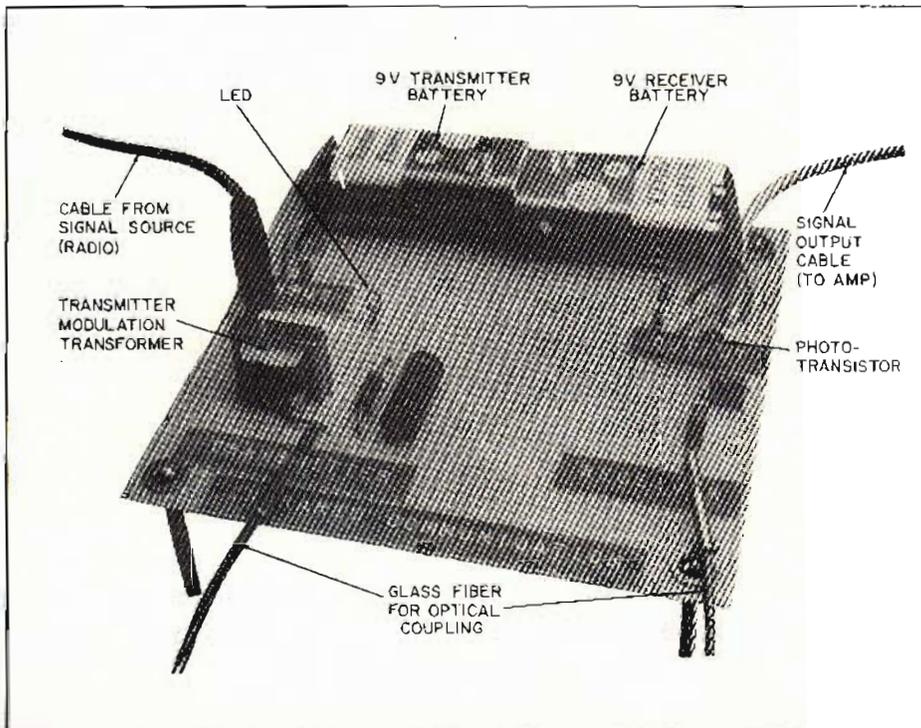



Fig. 9 - Tecnica realizzativa del sistema di rice-trasmissione mediante fibre ottiche: le due unità sono installate sulla medesima basetta di supporto, realizzata in fase sperimentale.

Nel secondo caso (schema inferiore) l'applicazione è del tutto analoga: la sola differenza consiste nel fatto che il microfono viene collegato direttamente alla linea del diodo fotoemittente, in quanto è già di per sé stesso caratterizzato da un'impedenza adeguata alle esigenze del circuito.

Ne deriva quindi che il diodo fotoemittente, naturalmente a bassa inerzia, trasforma le correnti foniche in impulsi luminosi, che — tramite un sistema a fibre ottiche — permette di inoltrare i treni di impulsi ad una distanza sufficiente per rendere praticamente interessante l'applicazione.

La **figura 8** rappresenta il circuito molto semplice del ricevitore: la fibra di vetro rende disponibile all'estremità opposta una luce di intensità variabile conformemente alle correnti foniche: se questa luce viene sfruttata per eccitare un fototransistore, nel modo illustrato nello schema, si ottiene praticamente il medesimo risultato che si otterrebbe applicando alla base un segnale di bassa frequenza di ampiezza adeguata.

A causa delle variazioni di intensità della luce applicata tramite il sistema a fibre ottiche, viene fatta variare conformemente alla modulazione la polarizzazione di base, per cui le medesime variazioni si ripercuotono anche nel circuito di collettore, nel quale è presente il resistore di carico R2, del valore di 47 kΩ.

Tramite una capacità (C2), il segnale viene prelevato tra il collettore del fototransistore e la massa, per essere applicato ad un amplificatore supplementare, all'uscita del quale è naturalmente disponibile un altoparlante di potenza adeguata.

Ecco quindi chiarito il semplice sistema mediante il quale è possibile sfruttare un fascio di fibre ottiche per comunicare ad una distanza apprezzabile, evitando tutti gli inconvenienti che normalmente vengono riscontrati negli impianti di questo genere, dovuti ad esempio alle interferenze, alla presenza di campi magnetici esterni, ecc.

La **figura 9** rappresenta infine l'applicazione realizzata a titolo sperimentale, nel senso che le due unità, di trasmissione e di ricezione, sono state installate sulla medesima basetta di supporto, in modo da permettere la sperimentazione del dispositivo rilevandone eventualmente le caratteristiche di sensibilità, di stabilità, ecc.

Si notino gli spezzoni di fibre ottiche presenti tra le due unità, che servono appunto per l'accoppiamento ottico tra il trasmettitore ed il ricevitore.

Chiunque può sperimentare questa tipica applicazione, procurandosi un fototransistore abbastanza sensibile, due batterie di alimentazione da 9 V, ed eventualmente un amplificatore supplementare con ingresso a bassa impedenza, per ottenere con sufficiente potenza la riproduzione dei suoni inoltrati lungo la linea a fibre ottiche.

UN INTERESSANTE DISPOSITIVO PER LA CAMERA OSCURA

(Da «Elementary Electronics» - Marzo-Aprile 1976)

Il controllo qualitativo è importante in camera oscura. Tra i diversi strumenti dei quali il fotografo solitamente si serve, come gli esposimetri, i temporizzatori, ecc. — il più utile è certamente il fotometro.

Questo strumento è in grado di indicare con sistema numerico l'intensità della luce

che esce dall'obiettivo di un ingranditore, e che colpisce la carta sensibile per effettuare la stampa.

Di solito, questi strumenti si basano sull'impiego di un dispositivo fotosensibile per produrre o per regolare un segnale elettrico, che — a sua volta — viene amplificato e misurato tramite un indicatore.

Dopo aver eseguito la lettura, si regola il diaframma, si stabilisce il tempo di esposizione, ed è così possibile stampare la negativa.

Tra i diversi sistemi che fino ad ora sono stati proposti, quello qui descritto presenta il vantaggio di consentire un'indicazione numerica mediante diodi fotoemittenti, con un circuito economico e sicuro: la prerogativa più importante consiste proprio nel fatto che — in sostituzione di uno strumento a indice o di un indicatore numerico — si fa uso di cinque diodi fotoemittenti, che permettono di stabilire il grado e la direzione di apertura del diaframma per proiettare una quantità prestabilita di luce, ed impressionare adeguatamente la carta sensibile.

Lo schema elettrico del dispositivo è illustrato alla **figura 10**, ed il cuore dello strumento è un semplice convertitore A/D, al quale viene abbinato il sistema di indicazione mediante diodi fotoemittenti.

Il convertitore impiega quattro amplificatori operazionali come comparatori di tensione, ed un «ladder» a divisione di tensione, costituito dai resistori compresi tra R3 ed R7.

Questo divisore fornisce tensioni positive di riferimento con rapporti di 0,78, 0,68, 0,58 e 0,47, con un totale di 14, 12,2, 10,4 ed 8,5 V, rispettivamente, adottando una sorgente di alimentazione di 18 V per alimentare gli ingressi invertenti negativi dei comparatori A, B, C e D.

La fotocellula R1 ed il potenziometro R2 costituiscono un secondo divisore di tensione, la cui presa intermedia fornisce una tensione che dipende dalla luce percepita dalla fotocellula, nonché dalla posizione del cursore di R2.

L'uscita di questo divisore viene applicata agli ingressi positivi non invertenti di tutti i comparatori.

I diodi ed i rispettivi resistori di limitazione della corrente sono collegati infine tra le uscite dei comparatori e le linee positiva e negativa di alimentazione, come si osserva nello schema.

Supponiamo che la fotocellula percepisca una luce di intensità sufficiente affinché la sua resistenza risulti pari a 318 kΩ.

Il potenziometro R2 viene regolato sul valore approssimativo di 0,5 MΩ, il che permette di disporre di una tensione intermedia di 11 V, che viene applicata agli ingressi positivi dei comparatori.

Sugli ingressi negativi il comparatore A riceve una tensione di 14 V, la sezione B una tensione di 12,2 V, la sezione C riceve una tensione di 10,4 V e la sezione D riceve infine una tensione di 8,5 V. Queste tensioni provengono dai resistori del primo divisore, come già si è detto in precedenza.

Nei confronti di ciascun comparatore, se il livello di tensione all'ingresso positivo è maggiore di quello applicato all'ingresso negativo, l'uscita assume il potenziale V+. Tuttavia, se gli ingressi negativi «vedono» una tensione inferiore, l'uscita cade al potenziale V−, pari a quella di massa.

Tenendo presente quanto sopra, ritorniamo all'esempio fatto: i comparatori A

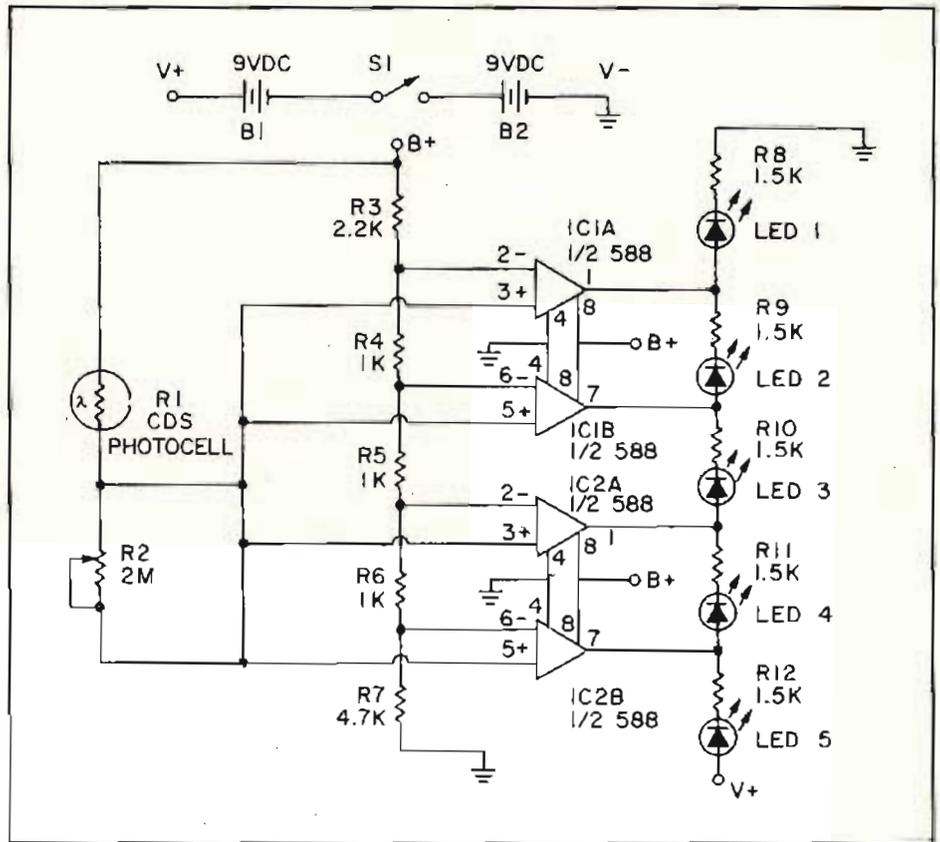



Fig. 10 - Schema elettrico del dispositivo per l'indicazione numerica diretta dei fattori in base ai quali viene controllata l'apertura del diaframma di un ingranditore fotografico.

e B presentano una tensione di 11 V agli ingressi positivi, ma comportano una tensione di 14 e di 12,2 V, rispettivamente agli ingressi negativi. Dal momento che gli ingressi negativi sono più positivi di quelli effettivamente positivi, l'uscita dei comparatori risulta nulla: tuttavia, mentre i comparatori C e D mantengono il potenziale comune di 11 V agli ingressi positivi, agli altri ingressi vengono inviati soltanto dei potenziali di 10,4 e di 8,5 V. Dal momento che questi ingressi positivi sono più positivi degli altri, le uscite assumono il potenziale V+, pari a 18 V.

E vediamo ora cosa accade per i diodi fotoemittenti. Il catodo di LED1 è collegato alla linea negativa di alimentazione, mentre l'anodo fa capo all'uscita del comparatore A. Come abbiamo visto prima, il potenziale presente in questo punto è pari a V−, per cui quel diodo non può essere percorso da alcuna corrente, e rimane spento. I resistori di limitazione compresi tra R8 ed R12 possono essere trascurati in questo esempio, in quanto servono soltanto per limitare la corrente che scorre attraverso i diodi, e non esercitano alcuna influenza sul funzionamento del convertitore o dell'indicatore.

Il catodo del secondo diodo fotoemittente è collegato all'uscita del comparatore A (al potenziale V−), mentre l'anodo fa capo al comparatore B, che presenta il medesimo livello di tensione. Anche in questo caso non si ottiene alcun passaggio di corrente attraverso il diodo, che rimane così spento.

Il terzo diodo fotoemittente è collegato tra il comparatore B (V−) ed il comparatore C (V+). La differenza di potenziale tra queste due uscite determina un passaggio di corrente attraverso il terzo diodo fotoemittente, che si accende.

LED4 si trova tra le uscite dei comparatori C e D, entrambe al potenziale V+. Anche questo diodo non viene percorso da alcuna corrente, per cui non si accende. Infine, il diodo LED5 si trova tra il potenziale V+ del comparatore D e la stessa linea positiva di alimentazione, e rimane ugualmente spento.

Di conseguenza, nelle condizioni citate si accende un unico diodo fotoemittente, ma, non appena viene modificata l'intensità della luce che colpisce la fotocellula, oppure non appena viene variata la posizione del potenziometro R2, si presentano delle modifiche nelle condizioni di funzionamento del circuito, attraverso le quali si determina l'accensione di un altro diodo fotoemittente.

Un breve periodo di pratica, durante il quale vengono eseguite numerose prove con diversi tipi di negativi e con diversi tipi di carta sensibile, permette di interpretare correttamente l'indicazione fornita dai diodi fotoemittenti, e di regolare quindi con sufficiente precisione l'apertura del diaframma.

L'articolo riporta anche la descrizione di alcuni dettagli costruttivi, tra cui il metodo di allestimento del dispositivo su di una normale basetta a circuito stampato, secondo la sistemazione illustrata alla **figura 11**: la basetta prevede al centro i due circuiti integrati, ai lati dei quali sono disposti tutti i resistori incolonnati e fissati in posizione reciprocamente parallela, mentre sulla sinistra sono disponibili cinque coppie di contatti, per il collegamento dei diodi fotoemittenti.

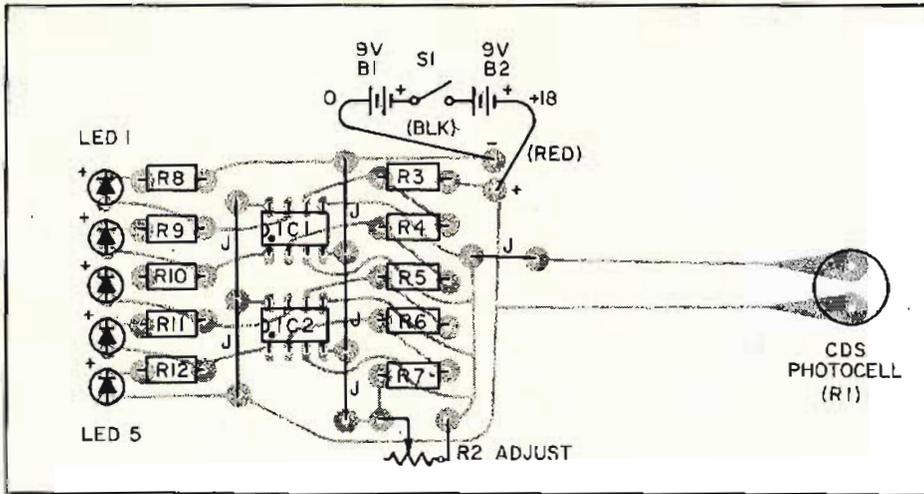



Fig. 11 - Metodo realizzativo su basetta a circuito stampato del dispositivo il cui schema è illustrato alla figura 10.

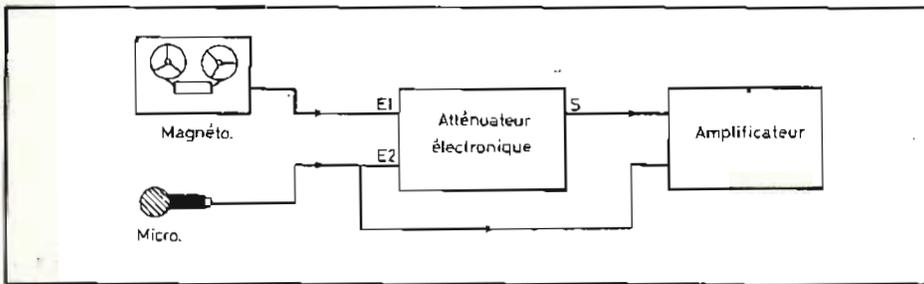



Fig. 12-A - Schema a blocchi dell'attenuatore elettronico che consente la sovrapposizione di messaggi ad un programma musicale, con bilanciamento automatico dei livelli.

La presa per la fotocellula è visibile a destra, ed i soli componenti esterni consistono nelle due batterie da 9 V, nell'interruttore generale S1 e nel potenziometro R2.

Dopo aver descritto la tecnica realizzativa, con l'aiuto di una fotografia che illustra la struttura esterna dell'apparecchio, l'articolo conclude descrivendo dettagliatamente il sistema pratico di impiego.

Per quanto riguarda i componenti è opportuno precisare che tutti i resistori possono essere da 0,5 W, che il potenziometro R2 da 2 MΩ deve essere a variazione lineare, e che i diodi fotoemittenti devono essere in grado di funzionare con una tensione compresa tra 1,6 ed 1,75 V, con una corrente massima di 20 mA. Il contenitore può essere in materiale plastico, e può presentare le dimensioni di mm 80 di profondità, 30 di altezza e 50 di larghezza.

UN ATTENUATORE ELETTRONICO

(Da «Le Haut-Parleur» - 15 Aprile 1976)

L'attenuatore elettronico «Fader» è un dispositivo spesso impiegato nel campo della sonorizzazione.

Ad esempio, in un grande magazzino in cui viene diffuso un programma musicale durante l'intera giornata lavorativa, occorre sovente sovrapporre un secondo segnale per effettuare annunci pubblicitari, oppure per la chiamata del personale. Questo secondo segnale deve quindi avere la priorità sulla musica, affinché si possa ottenere una perfetta comprensione del messaggio.

In questi casi, e in molti altri, si può ricorrere ad una realizzazione come quella illustrata nello schema a blocchi A di **figura 12:** l'attenuatore elettronico rappresentato al centro prevede due ingressi, E1 per

Fig. 12-B - Schema completo dell'attenuatore elettronico, contenente anche i valori dei diversi componenti.

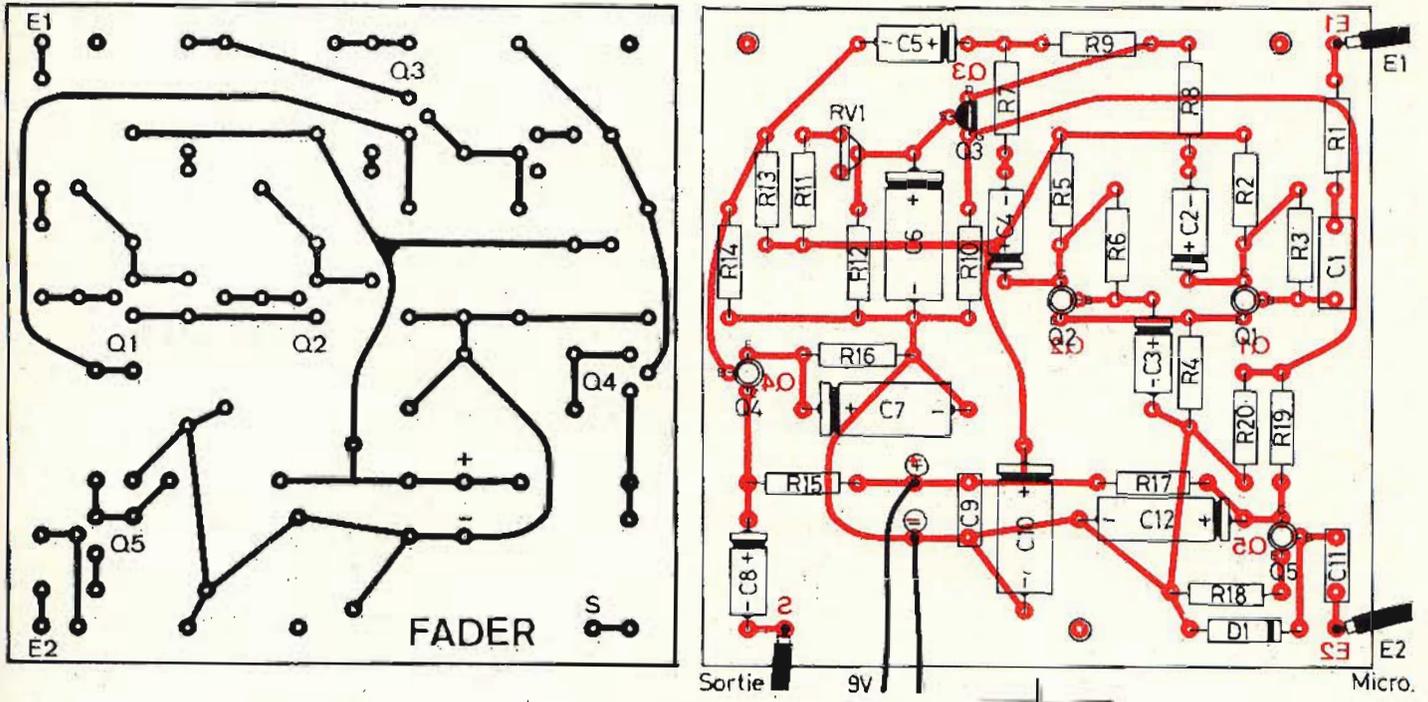



Fig. 13 - Semplice metodo di allestimento su circuito stampato dell'attenuatore elettronico di cui alla figura 12-B: a sinistra (A) il lato rame della basetta di supporto, e a destra (B) metodo di installazione dei componenti del circuito.

il registratore ed E2 per il microfono. All'uscita, il segnale S viene applicato all'amplificatore propriamente detto, al quale viene direttamente applicato anche il segnale proveniente dal microfono che, quando è presente, tramite l'ingresso E2 determina automaticamente l'attenuazione del segnale inviato tramite il canale E1.

La figura 12-B rappresenta invece lo schema completo del dispositivo: Q1 e Q2 costituiscono un amplificatore differenziale del tipo auto-sfasante. I segnali in opposizione di fase vengono prelevati sui collettori di questi stadi, tramite C2 e C4.

Quando alla base di Q1 viene applicato un segnale attraverso R1 e C1, risultano disponibili due segnali identici tra loro ma in opposizione di fase, sui collettori degli stadi citati.

R7 serve per attenuare il segnale di Q2, mentre R8 e Q3 provocano un'attenuazione variabile del segnale di Q1.

In assenza di modulazione al secondo ingresso (per il microfono), la porta di Q3 va a massa attraverso la resistenza R10, e la resistenza tra sorgente e «drain» di Q3 provoca una differenza di potenziale di + 2 V, che viene applicata attraverso R11 ed RV1 alla sorgente di Q3. Questa disposizione permette un accoppiamento diretto dell'ingresso 2 (porta di Q3).

Q5 permette il raccordo del secondo ingresso, e C12, che controlla la tensione sulla porta di Q3, si scarica rapidamente attraverso Q5 non appena si presenta un segnale di modulazione sulla sua base.

Quando la voce attraverso il microfono viene meno, C2 si carica nuovamente per mezzo di R17, ed il livello del segnale musicale ritorna al valore normale nel volgere di 1,5 s.

La tecnica realizzativa di questo dispositivo si basa naturalmente sull'impiego di un circuito stampato, visibile da entrambi i lati nelle sezioni A e B di **figura 13**.

Per quanto riguarda i componenti, i valori sono stati tutti indicati nello schema completo di figura 12-B, ed a tale riguardo è necessario soltanto precisare che tutti i resistori sono da 0,5 W, con tolleranza del 5%, mentre i condensatori elettrolitici possono essere tutti da 16 V di lavoro, ad eccezione di C4 e di C8, che devono invece presentare una tensione nominale di lavoro di 35 V.

AMPLIFICATORE DI POTENZA DA 100 W

(Da «Le Haut-Parleur» - 15 Aprile 1976)

Lo scopo dell'articolo consiste nel descrivere un amplificatore di notevole potenza, che possa essere adottato direttamente all'uscita del banco di missaggio per microfoni o strumenti, descritto in un numero precedente.

La realizzazione si basa sull'impiego di unità «Darlington», del tipo illustrato a sinistra alla **figura 14**: le due unità sono naturalmente identiche tra loro, con la sola differenza dell'opposta polarità tra il tipo T5 ed il tipo T6, rispettivamente «n-p-n» e «p-n-p».

Questi due stadi «Darlington» sono disponibili in commercio in appositi contenitori, e presentano tre terminali di uscita, come i transistori di tipo convenzionale, vale a dire uno per la base, uno per il collettore ed uno per l'emettitore. Costituiscono praticamente gli stadi T5 e T6 dello schema completo illustrato a destra, sempre alla figura 14.

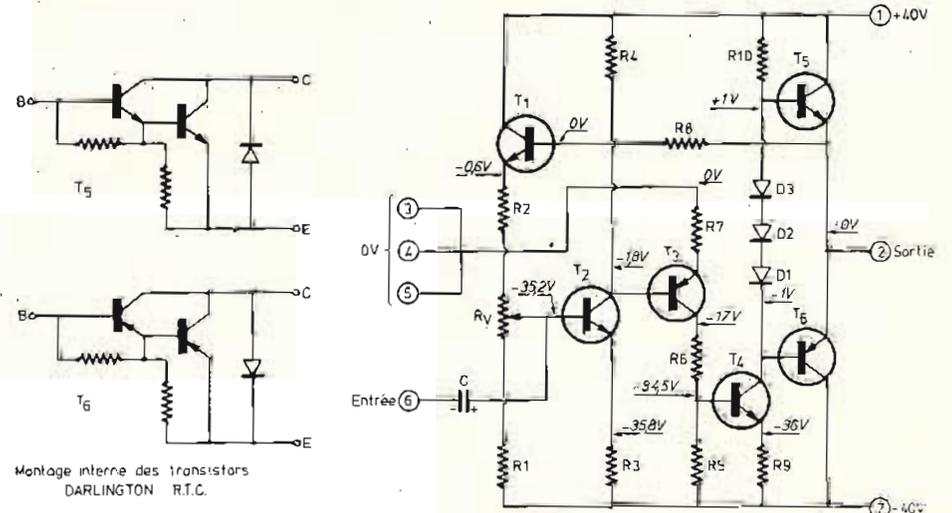



Fig. 14 - A sinistra le due versioni complementari ma identiche delle unità «Darlington», che costituiscono gli stadi T5 e T6 dello schema completo illustrato a destra, per l'amplificatore di potenza da 100 W.

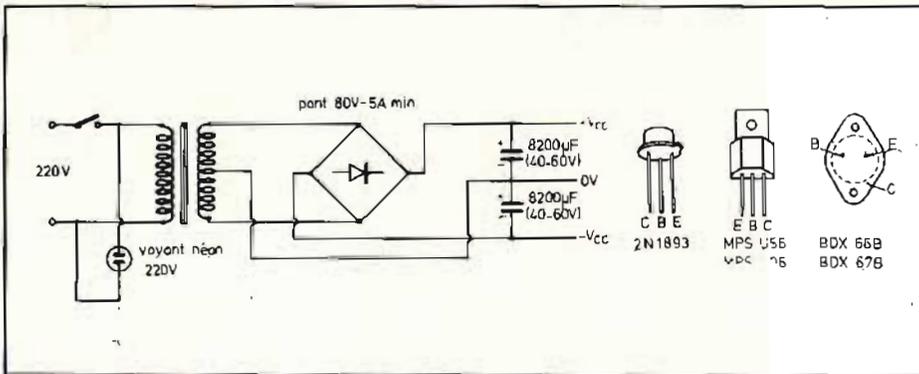



Fig. 15 - A sinistra, schema completo dell'alimentatore adatto al funzionamento del'amplificatore di potenza: a destra sono illustrati i collegamenti allo zoccolo dei diversi tipi di semiconduttori.

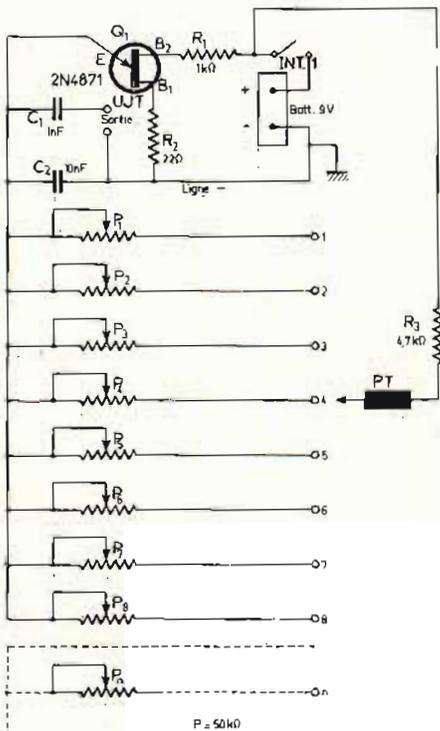



Fig. 16-A Schema dell'oscillatore realizzato con un transistore a giunzione singola, per la produzione di qualsiasi numero di note musicali, mediante il contatto diretto tra il terminale libero di PT, ed uno dei poli dei diversi potenziometri, ciascuno dei quali serve per regolare con esattezza la frequenza del segnale che desidera produrre.

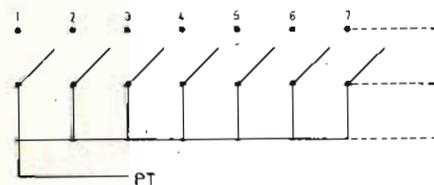



Fig. 16-B - Metodo di allestimento di una tastiera del tipo da pianoforte, per realizzare in veste pratica l'oscillatore musicale di cui alla figura 16-A.

E veniamo ora al funzionamento del circuito: il segnale di ingresso viene applicato al terminale numero 6, e, tramite la capacità C, raggiunge direttamente la base di T2, collegata contemporaneamente al cursore del resistore variabile RV, per la messa a punto della polarizzazione, che deve presentare un valore di −35,2 V.

Lo stadio T1 ha il compito di regolare il rapporto di reazione, in quanto preleva una parte del segnale di uscita dal circuito degli emettitori di T5 e T6, tramite R8, e regola quindi l'intensità della corrente che scorre attraverso il partitore costituito da T1, R2, RV ed R1.

Il segnale, viene amplificato in cascata da T2, T3 e T4, che agisce da stadio pilota nei confronti dello stadio finale a simmetria complementare. Con questo sistema si riesce ad ottenere un segnale particolarmente esente da distorsione, e con notevole stabilità di funzionamento.

Il circuito è stato previsto per funzionare con una doppia tensione di alimentazione ± 40 V rispetto a massa, facilmente ottenibile usufruendo del circuito riprodotto alla **figura 15**, nel quale si fa uso di un normale trasformatore di alimentazione, seguito al secondario da un rettificatore a ponte in grado di rettificare una tensione alternata di 80 V, con un'intensità di corrente minima di 5 A.

Sul primario del trasformatore è presente una lampada spia che serve per accertare quando l'apparecchio viene messo sotto tensione. All'uscita del rettificatore le due tensioni vengono filtrate mediante due condensatori elettrolitici da 8.200 µF, in grado di funzionare con una tensione nominale di lavoro compresa tra 40 e 60 V.

Per quanto riguarda l'elenco dei componenti i dati vengono qui sotto elencati.

R1	=	**11 kΩ - 0,5 W**
R2	=	**100 kΩ - 0,5 W**
R3	=	**4,7 kΩ - 0,5 W**
R4	=	**47 kΩ - 0,5 W**
R5	=	**4,7 kΩ - 0,5 W**
R6	=	**15 kΩ - 0,5 W**
R7	=	**1 kΩ - 0,5 W**
R8	=	**33 kΩ - 0,5 W**
R9	=	**910 Ω - 0,5 W**
R10	=	**7,5 kΩ - 1 W**
RV	=	**10 kΩ**
C	=	**10 µF - 15-20 V**
T1-T2	=	**2N1893**
T3	=	**MPS Y56**
T4	=	**MPS U06**
T5	=	**BDX 67B**
T6	=	**BDX 66B**

NUOVI MONTAGGI ELETTRONICI A SEMICONDUTTORI

(Da «Le Haut-Parleur» - 15 Aprile 1976)

In un articolo di sei pagine, la Rivista francese descrive alcuni circuiti che ci sembrano interessanti.

Dopo la sommaria descrizione di un circuito di tipo opto-musicale, e di un apparecchio musicale vero e proprio, vengono descritti alcuni tipi di oscillatori adatti alla produzione di segnali a frequenza acustica e di timbro variabile, dal tipo presente negli strumenti musicali.

La **figura 16** illustra in A un dispositivo che permette di ottenere, tramite un commutatore, tante note diverse quante si desidera produrne, ad esempio sette, dodici o più ancora, tra i punti compresi tra 1 ed «n», nell'istante in cui la punta di collegamento PT, unita attraverso R3 alla linea positiva di alimentazione, entra in contatto col punto scelto.

Naturalmente, con un circuito di questo genere è possibile ottenere una sola nota alla volta, non la produzione di accordi: l'uscita è isolata dall'apparecchio tramite C1, che presenta di solito il valore di 1 nF, ma può avere un valore maggiore se si desidera produrre note di frequenza particolarmente bassa.

La frequenza delle oscillazioni può essere abbassata anche attribuendo a P2 un valore maggiore di 25 kΩ.

Una variante di questo circuito è illustrata poi alla **figura 16-B** e consiste in quanto segue.

Sostituendo i punti numerati di riferimento mediante una tastiera, si può ottenere appunto la versione illustrata: in tal caso ciascun tasto determina la chiusura di un interruttore, di cui un polo è in comune, mentre l'altro costituisce uno dei diversi punti di riferimento.

Oltre a ciò, è possibile ottenere una variazione continua della frequenza del suono mediante un unico resistore variabile: in questi casi si potrà lasciare nel circuito il potenziometro P1, dal valore di 50 kΩ, sopprimendo tutti i punti di contatto P2, P3, ecc.

Un altro circuito interessante descritto nell'articolo è quello del «carillon» elettronico, che riproduciamo alla **figura 17**, facente uso di un transistore a giunzione singola.

Si tratta sostanzialmente di un oscillatore la cui frequenza dipende da diversi valori che fanno parte del circuito. Il collegamento di R1 ed R2 viene effettuato tramite gli interruttori a pulsante I1 ed I2. Il numero dei suoni diversi che possono essere prodotti può però essere aumentato, prevedendo un numero superiore di interruttori a pulsante, ciascuno dei quali deve essere naturalmente munito di un resistore.

Quando viene azionato soltanto I1. R1 viene collegato in circuito, e si ottiene quindi un suono la cui frequenza è approssimativamente uguale al reciproco del prodotto tra R e C. Variando quindi il valore del resistore collegato in serie all'interruttore a pulsante, è possibile variare la frequenza del segnale prodotto.

Il costruttore deve naturalmente concepire un pulsante che permetta di realizzare i contatti I1, I2, ecc., in modo successivo.

E' perciò possibile modificare il circuito nel modo riprodotto nella parte inferiore della stessa figura 17, nel quale, ferme restando le caratteristiche circuitali sostan-

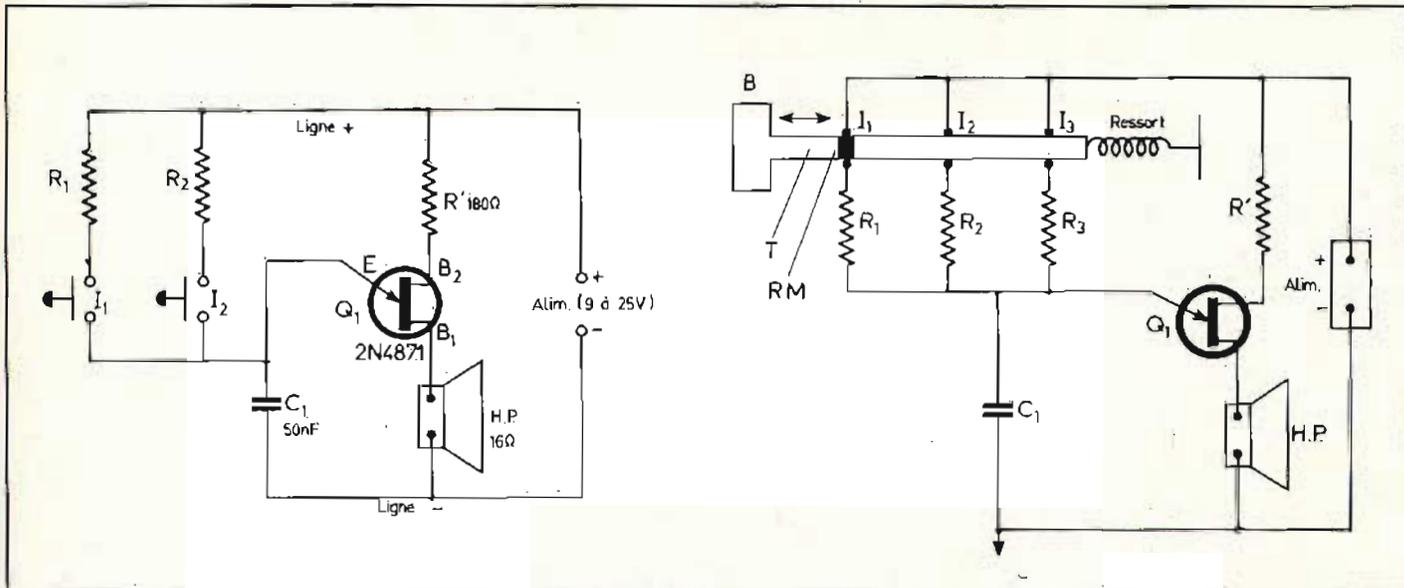



Fig. 17 - A sinistra, schema di principio del «carillon» elettronico per la produzione di due suoni di diversa frequenza. A destra, modifica che è possibile apportare al circuito, impiegando un commutatore a pulsante in grado di chiudere alternativamente tre diversi circuiti.

ziali, il gioco di commutazione viene ottenuto mediante un pulsante che chiude in progressione i contatti I1, I2 ed I3. Ogni volta che il suddetto pulsante viene premuto, la molla che si trova all'estremità opposta viene compressa, e determina quindi il ritorno alla posizione di riposo non appena il dito viene allontanato.

Ovviamente, dal momento che la batteria risulta permanentemente collegata al circuito in condizioni normali, è altrettanto possibile aggiungere un contatto supplementare al gioco di commutazione, che determina anche la chiusura del circuito di alimentazione ogni volta che il pulsante viene azionato.

L'ultimo circuito descritto nell'articolo consiste nell'allarme luminoso, il cui schema è riprodotto in alto alla **figura 18:** si tratta di un sistema nel quale il filo che viene interrotto dal ladro che cerca di introdursi viene sostituito mediante la variazione di luce prodotta dallo stesso intruso.

Il funzionamento è analogo a quello della maggior parte dei circuiti inerenti alla stessa categoria: una lampada di illuminazione viene disposta davanti al foto-transistore Q1, che può essere del tipo MRD-450. Questo semiconduttore è collegato in parallelo ad R1, ed è chiaro che, se percepisce una luce di una certa intensità, la sua resistenza risulta debole, vale a dire dell'ordine di 100 Ω, per cui il complesso in parallelo costituito da Q1 e da R1 presenta un valore ancora inferiore.

In caso di interruzione della luce, Q2, che è un rettificatore controllato al silicio, entra automaticamente in funzione, per cui si ottiene il passaggio di una corrente di eccitazione attraverso il relè, che stabilisce il contatto diretto tra i punti a e b.

Questo contatto viene utilizzato per creare l'allarme acustico o visivo, o di qualsiasi altra natura.

Nella parte inferiore della stessa figura 18 è illustrata una condizione tipica di impiego: il trasformatore che fa parte del dispositivo è un comune riduttore di tensione per campanello, ed alimenta appunto una unità di questo genere con la tensione secondaria. Il campanello può però entrare in funzione soltanto quando viene chiuso l'interruttore che si trova in serie, i cui terminali fanno capo contemporaneamente anche ai punti a e b del dispositivo elettronico citato. E' dunque evidente che, ogni volta che si produce il fenomeno di innesco, i contatti vengono chiusi tra i suddetti punti di riferimento, anche se non viene azionato il vero e proprio pulsante del campanello. Si ottiene così la produzione del segnale di allarme, in un modo che può essere ritenuto semplice ed economico.

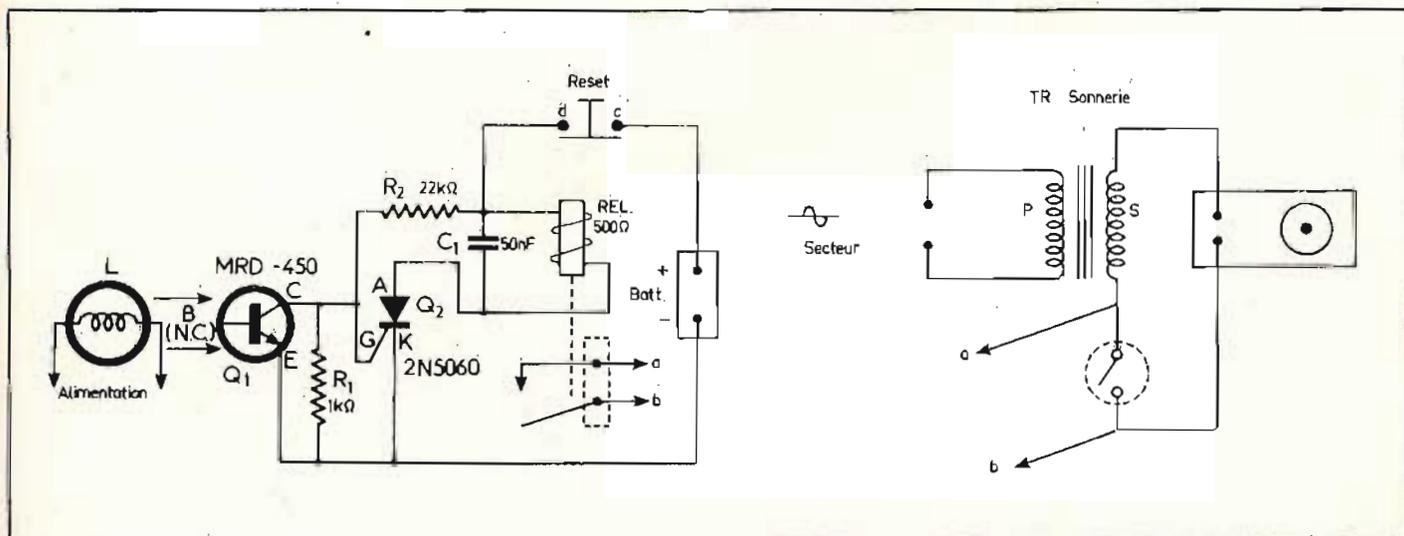



Fig. 18 - A sinistra schema elettrico del dispositivo di allarme funzionante con l'aiuto di una lampada che eccita un fototransistore. A destra è rappresentato un esempio tipico di impiego, mediante il quale si determina il funzionamento di un campanello ogni volta che si chiudono i contatti a e b del circuito illustrato in alto.

«CIRCUIT IDEAS»
(Da «Wireless World» - Maggio 1976)

Anche nella Rivista inglese citata vengono descritti nel numero di maggio diversi circuiti di un certo interesse, su alcuni dei quali riteniamo utile intrattenere i nostri Lettori.

Il primo è riprodotto alla **figura 19**, e consiste in un dispositivo «sample-and-hold» di tipo digitale.

Per mantenere una tensione campionata per periodi di una certa lunghezza, il procedimento con approssimazione digitale determina una deriva che può essere considerata trascurabile.

Il circuito descritto è compatibile con le logiche TTL, e consente inoltre la conversione dal sistema analogico a quello digitale.

L'elemento fondamentale è un contatore binario da 8 «bit»: esso fornisce 256 livelli discreti di tensione, tramite l'amplificatore operazionale 2. La tensione di ingresso costituisce invece una tensione variabile di riferimento per il comparatore A1.

Applicando una tensione nulla all'ingresso di riarmo, si azzera il contatore per un periodo determinato dalle caratteristiche di funzionamento dell'unità monostabile. In tal caso il contatore fornisce una forma d'onda a gradini, tramite A2, che viene inviata ad A1.

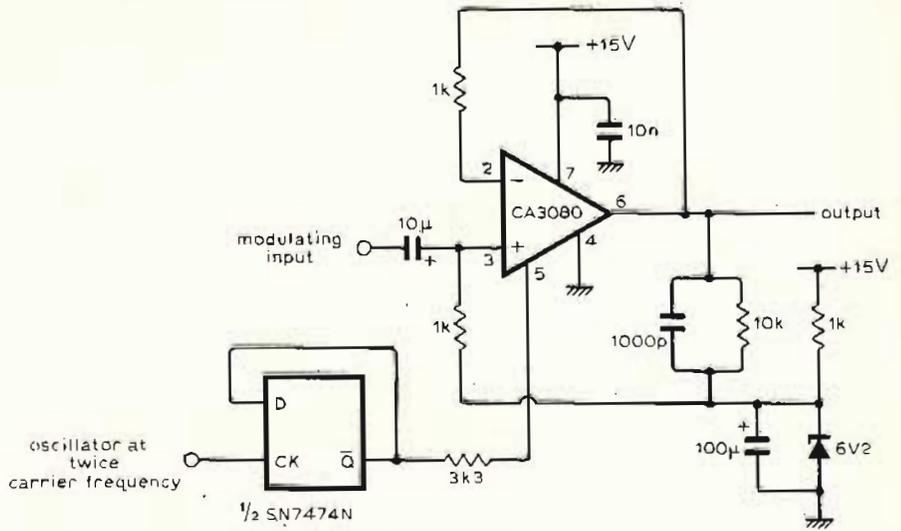



Fig. 20 - Circuito del miscelatore bilanciato singolo, che può essere facilmente allestito impiegando un amplificatore integrato tipo CA3080.

Non appena la suddetta tensione equivale al valore di V_{in} oppure lo supera, il comparatore fornisce un potenziale a livello alto, e disattiva il «clock».

Il conteggio viene quindi mantenuto, e la tensione-campione si presenta in uscita.

La **figura 20** illustra invece un miscelatore a bilanciamento singolo: la maggior

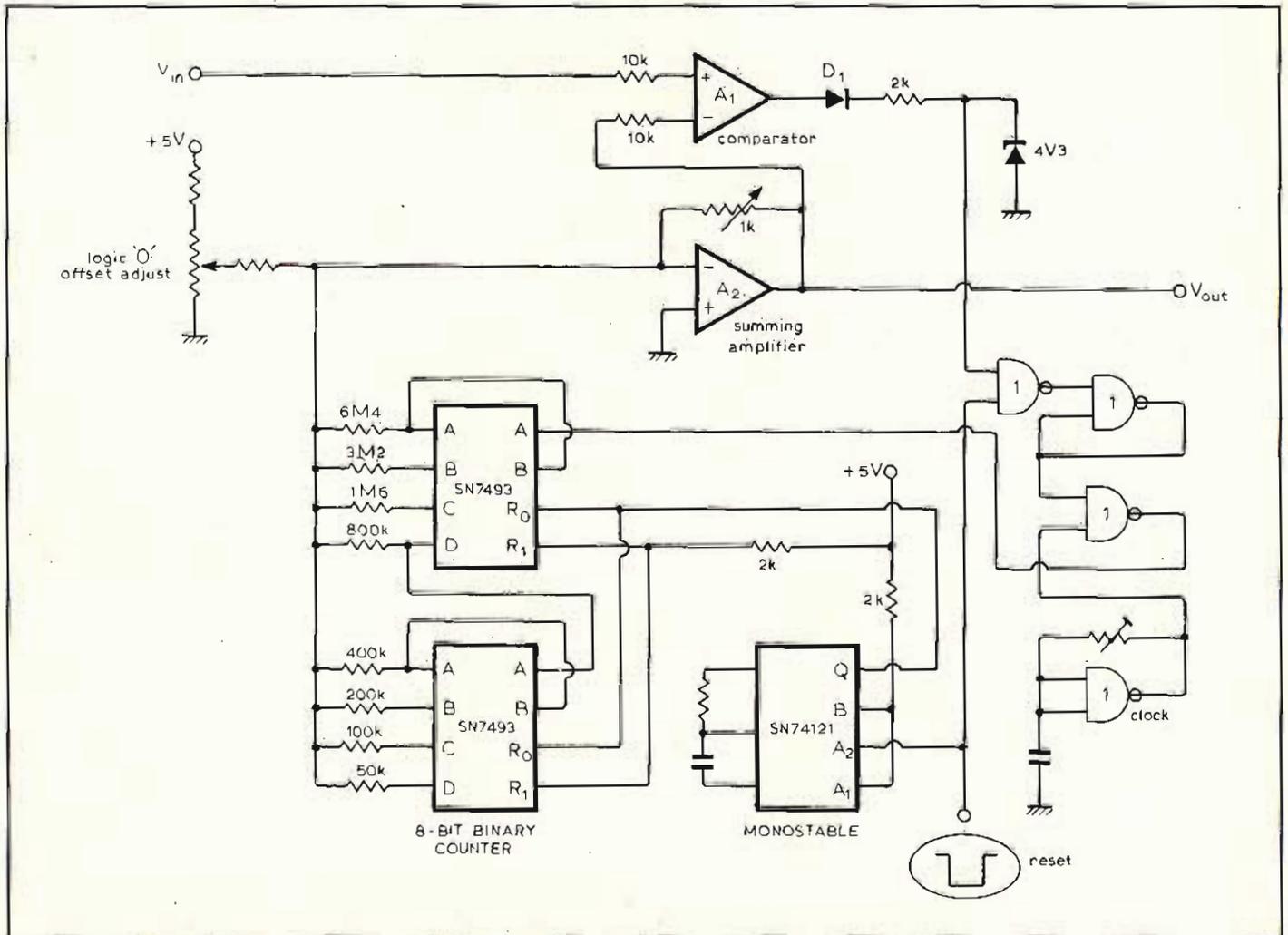



Fig. 19 - Schema elettrico completo del dispositivo «sample-and-hold» di tipo digitale, descritto su WW.

Fig. 21 - Schema del regolatore di commutazione a tensione regolabile, impiegante une unità integrata del tipo LM109 oppure 7805.

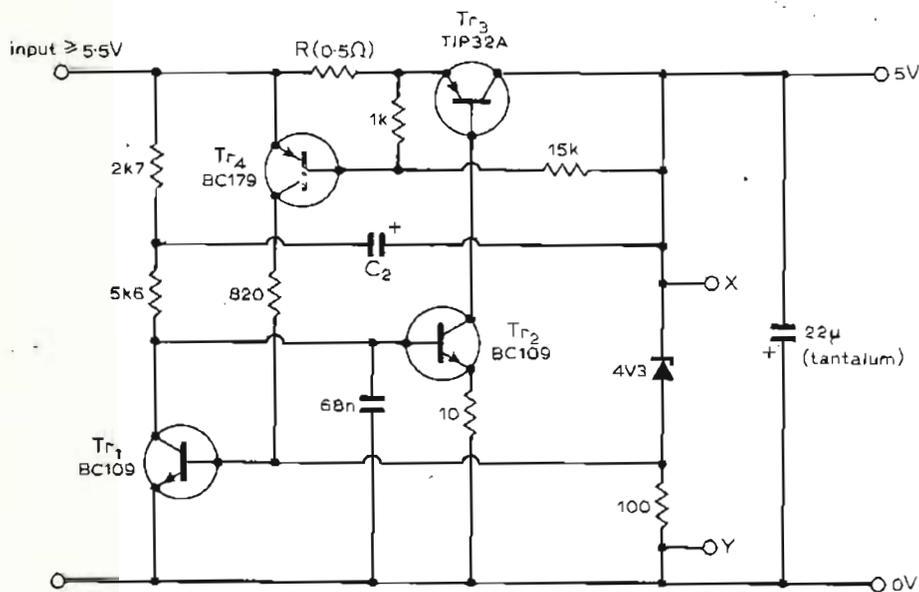



Fig. 22 - Circuito elettrico del regolatore di tensione ad elevate prestazioni, nel quale la tensione di riferimento viene prelevata direttamente dall'uscita regolata anziché da quella non regolata, per evitare i fenomeni indesiderabili che si riscontrano negli alimentatori di tipo convenzionale.

parte dei circuiti integrati che possono essere usati per questo scopo presentano guadagni di conversione definiti piuttosto scarsi, e sono inoltre suscettibili di denotare inconvenienti di deriva.

L'amplificatore tipo CA3080 può invece essere usato come miscelatore di precisione a bilanciamento singolo per bassa frequenza, con un guadagno di conversione che può essere giudicato più che soddisfacente.

Nel circuito illustrato la frequenza dell'oscillatore viene dimezzata dal divisore binario, in modo da ottenere una forma d'onda con rapporto ben definito tra gli impulsi e gli intervalli.

Un dispositivo di questo genere può essere usato per commutare l'accensione di un amplificatore, come sistema ad accoppiamento di tensione a guadagno unitario.

Il condensatore di uscita determina una compensazione di frequenza, ma limita la frequenza per la quale la portante può provocare l'effetto di commutazione senza apportare peggioramenti delle prestazioni.

La perdita di conversione ammonta a 4 dB.

La **figura 21** illustra infine lo schema di un regolatore commutabile a tensione variabile: i regolatori di tensione del tipo LM109 e 7805 possono essere usati in un circuito che fornisce una tensione di uscita maggiore di quella considerata come nominale per l'alimentazione del circuito integrato.

Lo schema illustra una sistemazione circuitale adatta a combinare tra loro due circuiti, per realizzare appunto un regolatore di tensione di tipo commutabile.

Una tensione «piedestallo» si sviluppa ai capi di R2 ed R3, e viene aggiunta alla normale tensione regolata di uscita del circuito integrato. A sua volta, la nuova tensione di uscita può essere regolata facendo variare il rapporto tra R4 e la somma di R2 e R3.

Il circuito prevede anche una reazione positiva tramite il divisore di tensione costituito da R1 e da R3. Questa reazione permette la commutazione del circuito integrato e dello stesso transistore, che agisce da elemento in serie alla linea positiva di uscita.

UN REGOLATORE DI TENSIONE AD ELEVATE PRESTAZIONI

(Da «Wireless World» - Maggio 1976)

L'articolo descrive i criteri di progetto dei regolatori lineari di tensione, ed i fattori che esercitano una certa influenza sulle prestazioni dei dispositivi di questa categoria: inoltre, fornisce lo schema di un circuito relativamente semplice ed economico, impiegante soltanto tre transistori ed un elemento di riferimento.

In un regolatore convenzionale di tensione, una tensione di riferimento, normalmente ottenuta attraverso un ingresso livellato ma non regolato, viene confrontata con un segnale di reazione, derivato dall'uscita regolata. Il segnale di errore che in tal modo viene prodotto viene amplificato, e sfruttato per pilotare un transistore bipolare che — a sua volta — regola il funzionamento del transistore in serie.

I circuiti di questo genere presentano però un certo fattore di limitazione, in quanto alla tensione di riferimento viene sovrapposta anche un'ondulazione residua che raggiunge l'uscita regolata. Inoltre, le eventuali variazioni della corrente di alimentazione rispetto all'elemento di riferimento possono essere causa di complicazioni, tanto da determinare variazioni della tensione di riferimento, con conseguente instabilità.

Allo scopo di rendere minimi questi parametri dannosi, l'elemento di riferimento deve essere pilotato direttamente attraverso la tensione regolata di uscita.

Questo è appunto il principio che viene sfruttato nel circuito riprodotto alla **figura 22**: con i componenti ed i valori precisati nello schema, esso prevede una tensione di ingresso maggiore o pari a 5,5 V, che viene applicata ai capi di un partitore di tensione di cui fanno parte un resistore da 2,7 kΩ, un altro da 5,6 kΩ, e Tr1, del tipo BC109.

Segue, in parallelo al partitore, ma partendo dalla linea positiva fino alla base di Tr1, un secondo divisore a caratteristica variabile, costituito dalla giunzione tra emettitore e collettore di Tr4, ed il resistore di carico di collettore da 820 Ω.

La tensione di riferimento si sviluppa ai capi del diodo zener da 4,3 V, presente tra il terminale positivo di C2 e la base di Tr1: tale tensione di riferimento viene appunto sfruttata per regolare la tensione applicata alla base di Tr1, con un effetto che si ripercuote naturalmente sulla polarizzazione di base di Tr2. Quest'ultimo — infine — regola automaticamente la resistenza interna di Tr3, che aumenta per ridurre la tensione di uscita, e viceversa, a seconda delle variazioni della tensione di ingresso da regolare, e delle variazioni di assorbimento da parte del carico applicato in uscita.

I punti «X» e «Y» evidenziati nel circuito servono per rendere disponibile la tensione di riferimento che può esser così facilmente controllata. Infine, una capacità al tantalio da 22 µF, collegata in parallelo all'uscita, sopprime quasi totalmente l'ondulazione residua a corrente alternata.

I LETTORI CI SCRIVONO

a Cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente. Non si forniscono schemi di apparecchi commerciali.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. D. MARCELLINI - Grosseto
Catalogo relè

Sul n. 29 dell'opuscolo ATTUALITA' ELETTRONICHE, Redist/GBC sono illustrate le caratteristiche di una vasta serie di relè di tipo miniatura, di potenza, elettromeccanici, contatti magnetici sigillati in bulbo di vetro, magneti permanenti cilindrici, contatti per impianti di allarme reed relè dual-in-line, a lamina bimetallica, contaimpulsi totalizzatori a sei cifre, elettromagneti a trazione, ecc.

Probabilmente le sarà possibile trovare il n. 29 di ATTUALITA' ELETTRONICHE presso il punto di vendita della GBC di Grosseto in via Oberdan, 47 altrimenti provi a richiederlo alla GBC Italiana, Redist division, Casella Postale 3988. 20100 Milano, (fig. 1 e 2).

Sig. G. FOSSATI - Brescia
Propagazione onde millimetriche

La formula classica relativa alla propagazione delle onde millimetriche è la seguente:

$$Att._{dB} = 32,5 + 20 \log F + 20 \log D$$

in cui D indica la lunghezza del percorso in chilometri e F la frequenza di lavoro in megahertz. Queste condizioni ottimali si riscontrano soltanto nello spazio libero, ad esempio per comunicazioni fra satelliti.

Quando la propagazione deve avvenire nell'atmosfera, le cose cambiano sensibilmente. In tal caso la suddetta relazione deve essere modificata nel seguente modo:

$$Att._{dB} = 92,45 + 20 \log F_{GHz} + 20 \log D + a + b + c + d + e$$

in cui:

a = *perdite (dB) dovute al vapore acqueo*
b = *perdite (dB) dovute alla nebbia*
c = *perdite dovute all'ossigeno (O_2)*
d = *l'insieme delle perdite dovute ad altri gas*
e = *perdite (dB) dovute alla pioggia*

Il fattore a ovviamente varia in funzione dell'umidità, della temperatura, della pressione e dell'altezza.

La fig. 3 si riferisce ad un grafico in cui si osserva l'attenuazione dovuta alla pioggia, (rain), *alla nebbia acquosa* (mist) *al vapore acqueo* (water vapor) *e all'ossigeno* (oxygen), *dell'Istituto delle Telecomunicazioni degli Stati Uniti e pubblicato dal Freeman.*

Fig. 3 - Attenuazione in funzione della frequenza dovuta ad effetti di pioggia *(rain)*, nebbia acquosa *(mist)*, vapore acqueo *(water vapor)* e ossigeno *(oxygen)* in una località marittima, a livello del suolo.

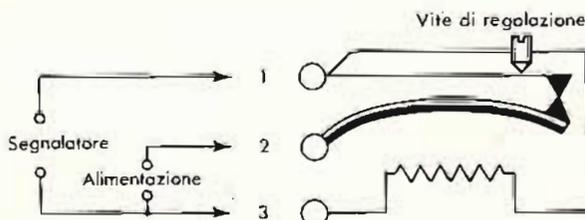



Fig. 1 - Collegamento in serie di un relè a lamina metallica per funzionamento intermittente a bassa tensione.

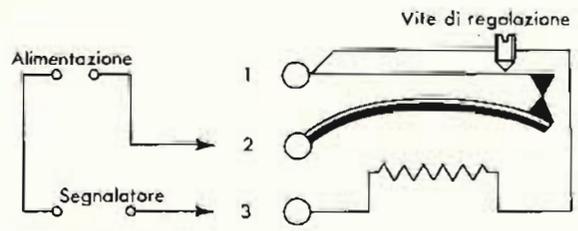



Fig. 2 - Lo stesso relè di figura 1 disposto per collegamento in serie.

Sig. N. BARBERI - Novara
Misura della riposta su apparecchi radio

Per eseguire le curve di risposta, nel campo professionale, mi sembra particolarmente adatta l'unità di misura della Brüel & Kjaer, tipo 4416, *la cui foto è visibile in figura 4. Essa è particolarmente indicata per misurare la risposta in frequenza dei «pick-up», in unione a dei registratori di livello, e per l'esecuzione di misure sui registratori magnetici o qualsiasi altra apparecchiatura il cui compito sia quello di registrare o riprodurre dei segnali.*

L'unità risponde alle esigenze delle norme RIAA, BS 1928, DIN 45 547 e IEC R98, essa è provvista di un dispositivo che assicura in partenza il perfetto sincronismo tra i segnali del disco di prova o il segnale registrato su nastro magnetico, con la carta calibrata in frequenza dei registratori di livello.

Qualora si debbano eseguire delle misure bilanciate in sistemi stereo è prevista l'inserzione di un circuito chopper allo stato solido.

Come mostra il circuito a blocchi di figura 5, l'unità di prova 4416 dispone di amplificatori d'ingresso a basso rumore oltre ad un amplificatore di uscita che permette di pilotare direttamente un registratore di livello. Agendo sulla pulsantiera frontale è possibile scegliere fra quattro diverse curve di deenfasi come mostra il grafico di figura 6.

Gli ingressi disponibili sono tre: uno per registratori magnetici 47 kΩ, max 5 Vp, gli altri due per i pick-up e rispettivamente 47 kΩ, max 15 mVp per pick elettrodomestici e 1 MΩ, max 1 Vp, per fonorivelatori piezoelettrici. E' possibile la misura dei rumble dei giradischi in funzione dei due filtri di pesatura A e B. La distorsione, sia essa armonica che di intermodulazione, è estremamente bassa,

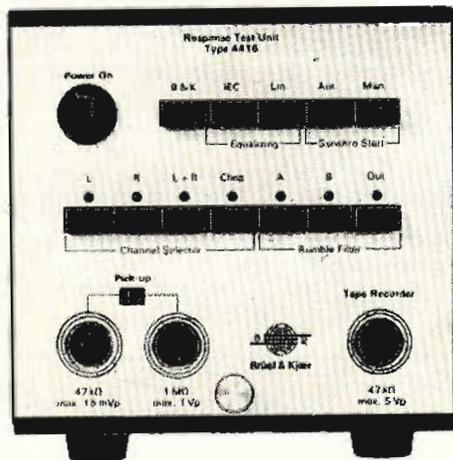



Fig. 4 Unità di controllo della curva di risposta di apparecchiature BF, modello 4416 della Brüel & Kjaer.

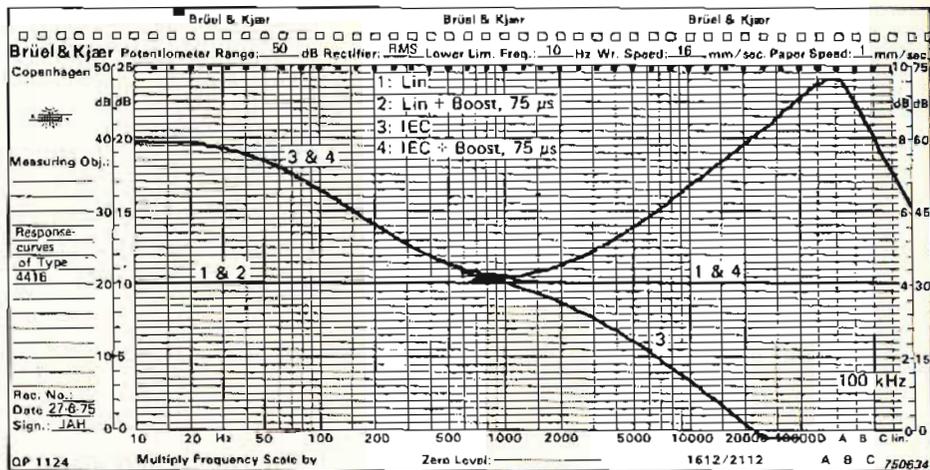



Fig. 6 - Quattro curve di deenfasi, ricavate mediante l'impiego dell'unità di cui alla figura 6.

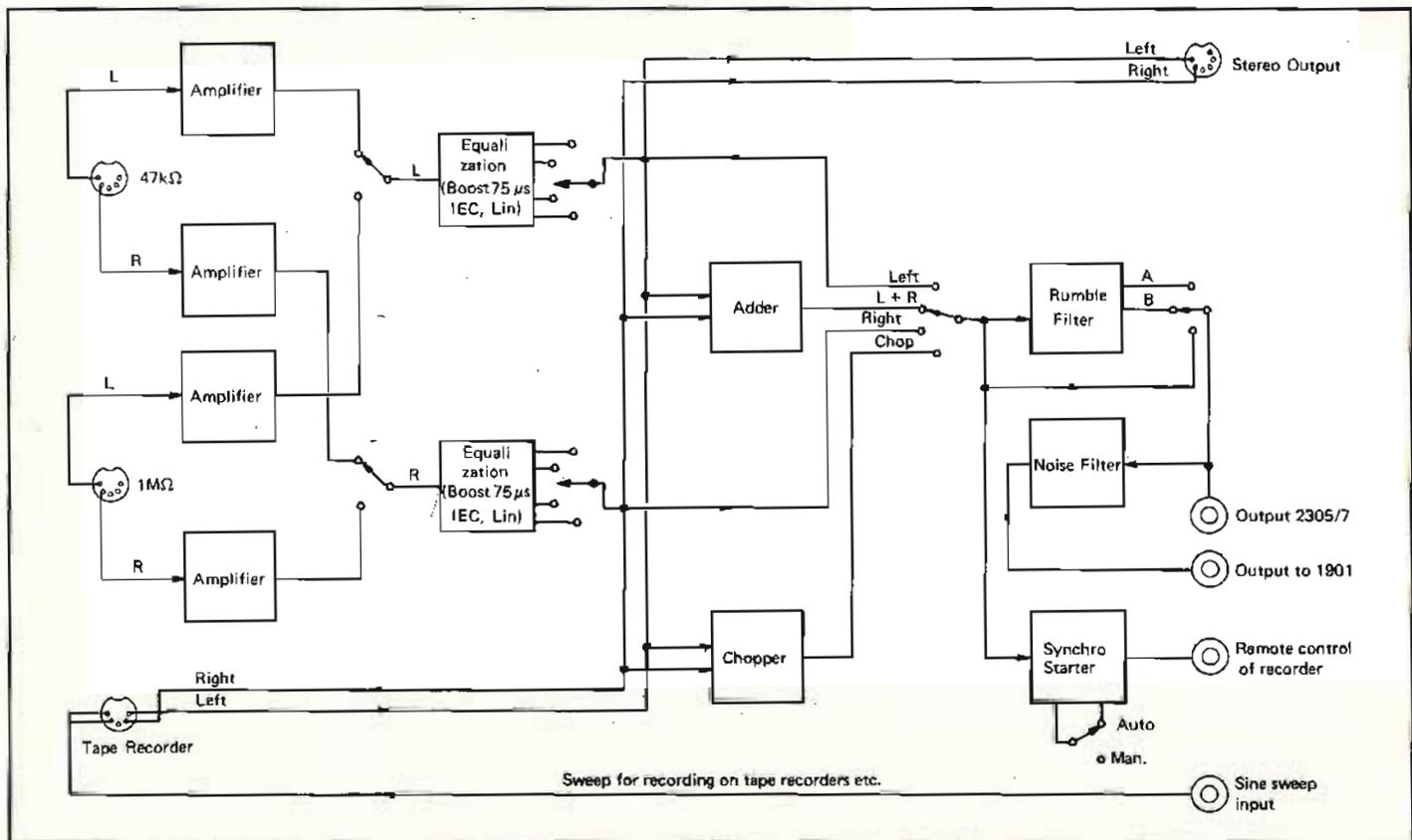



Fig. 5 - Schema a blocchi dell'unità di controllo B & K mod: 4416.

mentre il campo di frequenza si estende da 5 Hz fino a 50 kHz, ± 0,3 dB, in modo da consentire controlli anche sui sistemi quadrifonici.

Sig. D. CACACE - Napoli

Schema apparecchio surplus AM-26

Originariamente l'apparecchio AM-26/AIC era un amplificatore interfonico molto usato a bordo degli aerei. Molto probabilmente nel modello in suo possesso è stato effettuato un tentativo per trasformarlo in un amplificatore di uso generale.

Per sua comodità in figura 7 riporto lo schema originale e in figura 8 le modifiche che occorre eseguire per fare di questo apparecchio un buon amplificatore per radio o fono.

Sig. G. RUSSO - Bari

Ecoscandaglio per pesca

La figura 9 riproduce le caratteristiche di due modernissimi ecoscandagli, il modello MF 300 ed il modello MF 600 della Fuso Ind. di Osaka (Generalmare di Genova) *aventi caratteristiche professionali*

Fig 7 - Schema originale dell'amplificatore interfonico del surplus AM-26/AIC.

Fig. 8 - Modifiche da apportare all'apparecchio di figura 7 per ottenere un amplificatore di BF.

PARTS LIST	
T-1	PWR XFMR.; 550v./70MA., 5v., 6v.
T-2	UNIVERSAL OUTPUT XFMR, 12000 OHMS/V.C.
L-1	FILTER CHOKE 12 Hy./60 MA
C-1	FILTER COND. 8 MFD/450 v.
C-2,3	" " 10 MFD/350 v.

Fig. 7

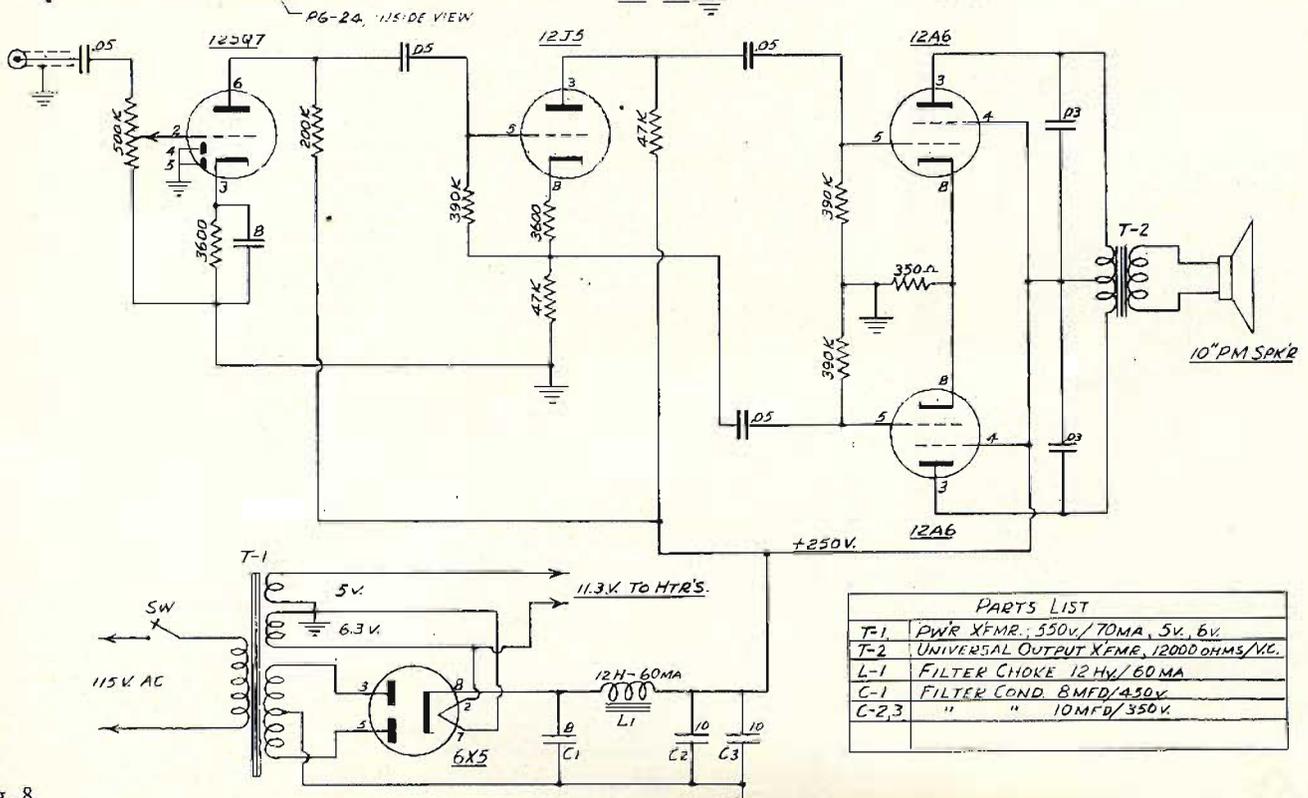
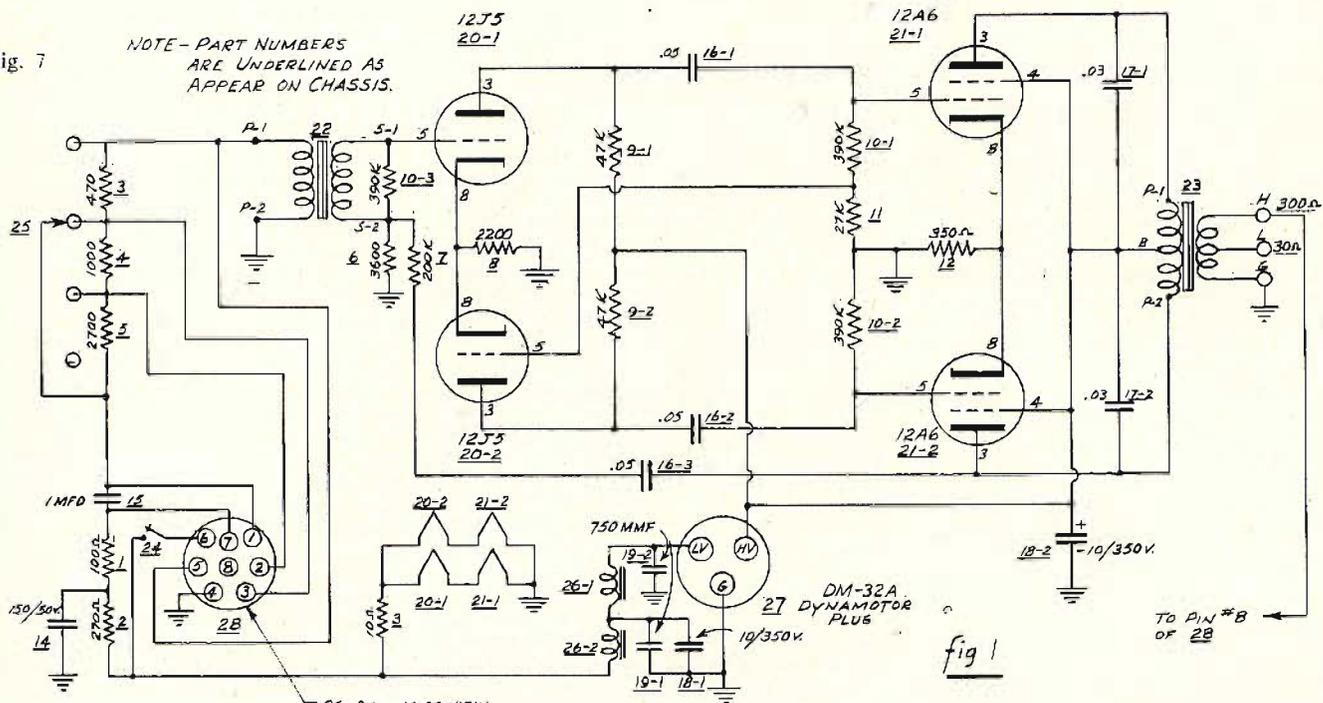



Fig. 8

Fig. 9 - Ecoscandaglio per la navigazione da diporto e da pesca Fuso (Generalmare) modelli MF-300 e MF-600, per profondità fino a 520 m.

essendo del tipo combinato, cioè ottico e scrivente. Questi ecoscandagli sono stati costruiti secondo la più avanzata tecnologia e sono particolarmente adatti, oltre che per la navigazione da diporto e commerciale, anche per la pesca.

Entrambi sono alimentabili tramite 8 batterie interne oppure con alimentazione esterna 11 ÷ 15 Vcc con un assorbimento massimo di 2 W. Il peso, che non supera i 3 kg (trasduttore escluso) ne consente il rapido spostamento.

Le caratteristiche dell'MF 300 sono le seguenti:

Quattro scale basse: *0 ÷ 40 m, 30 ÷ ÷ 70 m, 60 ÷ 100 m, 90 ÷ 130 m.* Quattro scale alte: *0 ÷ 80 m, 60 ÷ 140 m, 120 ÷ 200 m, 180 ÷ 260 m.* Frequenza: *200 kHz.* Angolo di proiezione: *14°.* Trasduttore: *titanato di Bario o piezoelettrico.* Cavo: *6 m.* Numero impulsi: *600 min oppure 300 min.* Velocità di avanzamento della carta: *30 mm/min oppure 15 mm/min.*

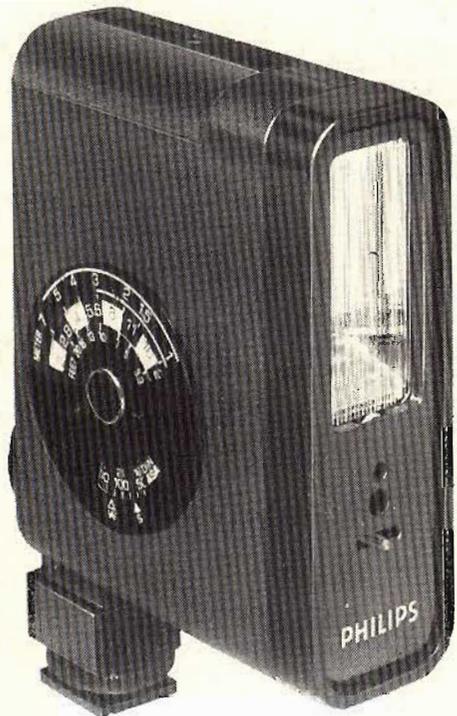



Fig. 10 - Flash elettronici della Philips modelli 525B e 525BC. Alimentazione con quattro batterie da 1,5 V.

Le caratteristiche dell'MF 600 sono invece:

Quattro scale basse: *0 ÷ 80 m, 60 ÷ 140 m, 120 ÷ 200 m, 180 ÷ 260 m.* Quattro scale alte: *0 ÷ 160 m, 120 ÷ 280 m, 240 ÷ 400 m, 360 ÷ 520 m.* Frequenza: *50 kHz.* Angolo di proiezione: *55°.* Trasduttore: *piezoelettrico.* Cavo: *6 m.* Numero degli impulsi: *300 min oppure 150 min.* Velocità di avanzamento della carta: *15 mm/min oppure 7,5 mm/min.*

Un apposito pulsante, Marker, *serve a tracciare sulla carta una linea continua, dall'alto al basso, quale punto di riferimento o di particolare importanza del fondo marino esplorato.*

Sig. F. CANEPA - Genova
Sig. D. ARNOLDI - Milano
Sig. F. CONSIGLIO - Roma
Letteratura tecnica

Sulla costruzione delle casse acustiche consiglio il volume in lingua francese COMMENT CONSTRUIRE BAFFLES ET ENCEINTES ACOUSTIQUES *di R. Brault in cui sono trattati a fondo tutti gli argomenti inerenti a questo genere di costruzione, filtri compresi. Il volume è edito dalla Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunquerque - 75010 Paris.*

Un ottimo volume sulle trasmissioni per le telecomunicazioni è quello di Roger L. Freeman TELECOMMUNICATION TRANSMISSION HANDBOOK, *edito da John Wiley and Sons Ltd di Baffins Lane. In dodici capitoli, più alcune appendici, sono passati in rassegna tutti i problemi tecnici che interessano le telecomunicazioni compresa la propagazione delle onde em su tutte le gamme di frequenza, i sistemi PCM, i collegamenti tramite ponte radio e così via.*

Il volume a cui fa riferimento il signor Arnoldi si intitola REFERENCE DATA RADIO ENGINEERS *di cui è uscita recentemente la sesta edizione ad opera della ITT. In esso è trattata tutta la materia che interessa i tecnici professionisti dai circuiti microminiatura alla fisica nucleare, agli optoelettronici, comprese le comunicazioni ottiche, tutti i tipi di antenna e così via. Questo volume è edito dalla Prentice-Hall International di Hemel Hempstead.*

Le richieste possono essere fatte tramite qualsiasi libreria internazionale oppure, a mio nome, alla Libreria Internazionale A.E.I.O.U., Via Meravigli 16, Milano, *per posta.*

Sig. D. GAGLIARDI - Sorrento
Flash elettronici Philips

Effettivamente la Philips costruisce due nuovi tipi di flash elettronici, il modello 525 B, visibile in figura 10 ed il modello 525 BC.

Le caratteristiche comuni sono le seguenti:

Numero guida: *25 per 21 DIN (100 ASA). Inserendo l'adattatore, che fa parte del corredo, e che allarga l'angolo di illuminazione a 70° il numero guida è 18 per 21 DIN.* L'intervallo tra lampi successivi, *con batterie cariche è di 5 secondi.* Angolo di illuminazione verticale: *60°* orizzontale: *50° con adattatore: 70°. Il contatto è sincronizzato e diretto. Un apposito contatto mobile permette l'orientamento del flash sulla fotocamera.*

Per l'alimentazione si utilizzano quattro batterie a secco da 1,5 V, oppure batterie al Nickel-Cadmio ricaricabili, mediante l'unità di ricarica PRU 010, di cui ho già parlato in una precedente risposta.

Il modello 525 BC differisce dal modello 525 B per essere dotato di computer a due diaframmi con i seguenti valori: f4 *(settore verde): 0,5 ÷ 4,5 m, f 8 (settore rosso): 0,5 ÷ 2,2 m.*

Sig. S. SOLARI - Genova
La professione di programmatore

Rispondo a Lei e a quanti in passato mi hanno scritto per avere consigli circa l'eventuale frequenza delle tante scuole di programmatore con quanto leggo in una memoria che mi è stata inviata dalla IBM che riporto integralmente.

Una volta coloro che aspiravano alla professione di programmatore si sentivano chiedere per prima cosa se amassero gli scacchi, se avessero l'hobby delle parole incrociate, se si divertissero a disegnare mappe e crittogrammi. Il programmatore ideale era l'individuo ingegnoso e abile che passava le ore libere ad inventare ed a costituire i più vari congegni. Doti di questo genere erano ritenute indispensabili per chi si occupava di programmazione venti anni fa. Nel 1954, quando John Backus, alla testa di un piccolo gruppo di ricercatori, si accinse allo studio di un linguaggio destinato agli scienziati e ingegneri si sentì come un antico navigatore in partenza per terra ignota. Mancava ancora qualsiasi esempio di organizzazione di gruppi complessi di programmazione e c'erano da affrontare, ex novo, tutti i problemi di suddivisione dei compiti e di gradualità delle realizzazioni. Nonostante ciò il suo lavoro diede un frutto valido ancor oggi: il FORTRAN *che, con la sua vastissima diffusione è il vero esperanto dei moderni sistemi elettronici.*

Da allora, nel modo di programmare è cambiato quasi tutto. Al lavoro isolato di specialisti che hanno avuto in passato la soddisfazione di scrivere da cima a fondo brevi ed eleganti programmi perfettamente efficienti, si è sostituito il lavoro di gruppo in cui il contributo del singolo ha un rilievo proporzionalmente minore.

Oggi in un programmatore si apprezza la capacità di comunicare, di gestire una parte di un progetto più vasto, di pianificare, analizzare e prevedere le conseguenze del proprio lavoro: tutto ciò è più importante dell'abilità di descrivere una procedura con 100 istruzioni anziché 101. Programmi così brevi, concisi erano molto apprezzati; infatti risparmiare dello spazio nella memoria del calcolatore o del tempo di elaborazione era molto importante. Ma questi stessi programmi erano spesso difficili da gestire da chi non li aveva concepiti e scritti, perché avevano un loro stile esclusivo.

Non pochi programmatori ammettono che a distanza di mesi non riescono più a leggere i propri programmi. La revisione dei programmi, la loro correzione, la messa a punto e il suo continuo aggiornamento diventavano perciò operazioni lunghe ed onerose. Per superare questo problema si

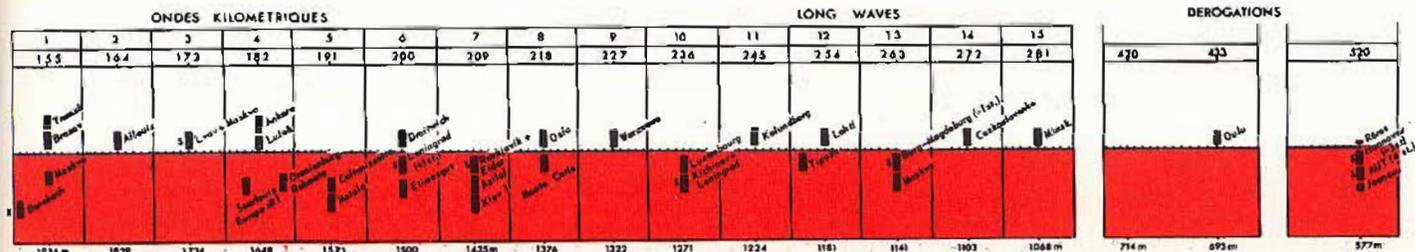



Fig. 11 - Spettro delle stazioni di radiodiffusione della gamma delle onde lunghe a tutto il mese di maggio 1976.

sono andate sviluppando alcune tecniche — la programmazione strutturata, la documentazione per funzioni, il lavoro di gruppo — che nascono da un profondo ripensamento dei procedimenti tradizionali e dei principi che li sorreggevano.

I programmi strutturati, per esempio, sono suddivisi in elementi logicamente dipendenti e subordinati gli uni agli altri come scatole cinesi: questi moduli hanno rispetto al programma la stessa funzione che i capoversi, i paragrafi, i capitoli hanno rispetto ad un libro, cioè quella di facilitarne la lettura o, se è il caso, la decifrazione. Questo tipo di formulazione permette di ridurre al minimo gli errori di codifica e quindi riduce i tempi di revisione e messa a punto. Non solo ma data la sua facilità di lettura, diventa più facile intervenire con modifiche ed aggiornamenti.

Lo sviluppo dall'alto al basso (top down development) interessa il momento della progettazione e si presta soprattutto quando si debbano affrontare problemi molto complessi. Con i metodi tradizionali accade spesso che un errore d'impostazione venga riconosciuto solo alla fine di un ciclo di programmazione: ipotesi errate finiscono con il condizionare ampie fasi di lavoro e vanificare spesso sforzi creativi importanti. Lo sviluppo dall'alto verso il basso richiede invece la verifica graduale di ogni fase di lavoro in modo che essa sia conclusa in sé e non comprometta, con falsi assunti, le fasi successive.

Queste tecniche, la stessa organizzazione del lavoro di gruppo, tendono dunque a trasformare la programmazione da arte un po' singolare ad attività sistematica, a disciplina nella quale il lavoro e la bravura del singolo specialista s'integrano con quella di altri operatori in un processo di continuo reciproco affinamento del proprio mestiere e del proprio prodotto.

Di ciò dunque dovranno tenere conto gli aspiranti programmatori.

Sig. G. BARTOLI - Bergamo
Sig. F. DE SANTI - Torino
Stazioni di radio diffusione e TV

La stazione in lingua araba che trasmette sulla frequenza di 539 kHz è Tripoli *(Libia) con una potenza di 500 kW, su 584 kHz trasmette invece* Gafs *(Tunisia) potenza 350 kW. La stazione su 827 kHz è* Deir-el-Zor (Siria) *con potenza di 60 kW.*

In questi ultimi mesi si sono verificati alcuni notevoli aumenti di potenza, così la stazione Europa 1° *(Saarlouis) trasmette attualmente con una potenza di 2000 kW,* Belgrado *683 kHz, 1000 kW,* Ljubljana, *917 kHz, 600 kW.*

La figura 11 si riferisce alla situazione delle stazioni nella gamma delle onde lunghe a tutto il 1° maggio del corrente anno. Le stazioni indicate hanno quasi tutte una potenza superiore ai 100 kW eccetto quelle in cui il trattino nero è più corto.

Nelle figure 12, 13, 14 e 15 sono illustrate alcune immagini di prova e precisamente: figura 12 Radiotelevisivo Portuguesa, de Madeira, Rua das Maravilhas 14, Funchal. Fig. 13 People's Revolution Broadcasting-TV della Libia, P.O. Box 333 Tripoli. Figura 14 Radio-tele Luxembourg (Compagnie Luxembourgeoise de Télédiffusion, Villa Louvigny, Luxembourg. Fig. 15 altra immagine di Télé-Luxembourg.

Sig. G. MANFREDINI - Milano
Misure su un ricevitore FM

Secondo le norme della C.E.I. (Comitato Elettrotecnico Italiano), le caratteristiche da misurare in un ricevitore FM, di alta classe, sono parecchie: ad esse anni or sono ho dedicato anche nua serie di articoli nella rubrica Servizio tecnico radio-tv. *Comunque per sua comodità le elenco brevemente.*

Risposta acustica globale, risposta acustica di bassa frequenza, direttività acustica o caratteristica direzionale acustica, distorsione non lineare acustica, sovraccarico di bassa-frequenza, risposta elettrica di bassa frequenza, caratteristica di variazione del regolatore manuale d'intensità, influenza del regolatore manuale d'intensità sulla risposta elettrica, azione dei regolatori di tono, risposta elettrica globale, distorsione non lineare elettrica complessiva alla rivelazione.

Stabilità dell'accordo, stabilità acustica, dislivello fra segnale e rumore all'uscita, sensibilità utile, sensibilità massima, caratteristica e cifra di merito del regolatore automatico di guadagno.

Selettività con due segnali, interferenza su canali adiacenti, interferenza sulla fre-

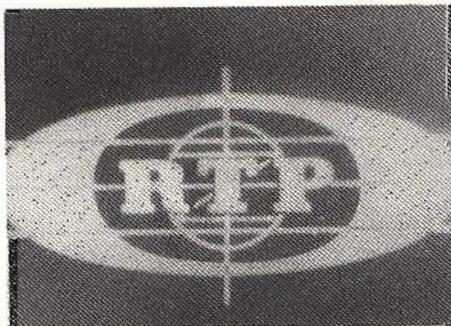



Fig. 12 - Immagine televisiva delle stazioni di Madeira (Radiotelevisao Portuguesa).

Fig. 14 - Immagine delle stazioni del Luxembourg (Radio Télé Luxembourg).

Fig. 13 - Immagine televisiva di stazione libica (People's Revolution Broadcasting).

Fig. 15 - Altra immagine televisiva delle stazioni del Lussemburgo.

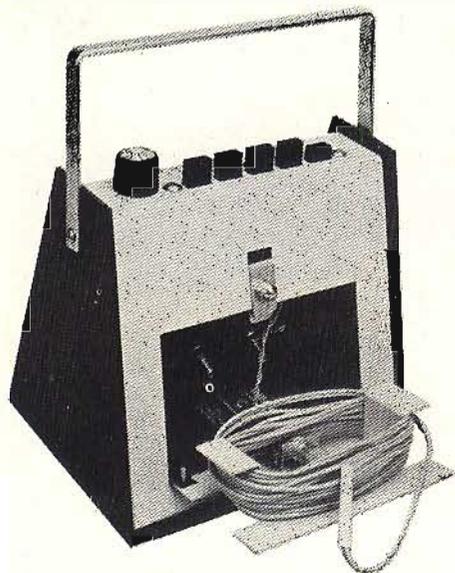



Fig. 16 - Termometro elettronico professionale modello 290A della RFL Industries (Ing. Vianello, Milano).

quenza intermedia, interferenza sulla frequenza immagine, soppressione della modulazione di ampiezza, caratteristica di accordo, interferenza dovuta a frequenze armoniche, interferenza di segnali a radiofrequenza nella riproduzione fonografica.

Efficienza dell'antenna interna, direttività dell'antenna interna, caratteristiche del dispositivo di accordo (sintonia), potenza col regolatore d'intensità al minimo, potenza e corrente di alimentazione, valore del carico fittizio. Sono molte è vero ma Lei pensa che tutti i radiocostruttori si attengano a queste norme? Honni soit qui mal y pense!

Circa la sensibilità va detto che la sensibilità utile *è definita dalla tensione applicata all'ingresso attraverso l'antenna fittizia normale, necessaria per ottenere un dislivello di 30 dB fra segnale e rumore con una potenza di segnale di 500 mW su carico fittizio. Il segnale applicato all'entrata deve essere modulato in frequenza al 30%, 400 Hz, la* sensibilità massima *è invece definita dalla tensione applicata all'ingresso attraverso l'antenna fittizia normale necessaria per ottenere all'uscita, su carico fittizio, un valore normale della potenza, con il regolatore di volume al massimo ed i regolatori di tono predisposti per la massima banda passante.*

Fig. 17 - Scala relativa al termometro elettronico di figura 16.

Sig. F. CANTELLI - Roma
Termometri elettrici

Il termometro a resistenza elettrica si basa sul fatto che la resistenza ohmica di qualsiasi materiale varia, generalmente in modo uniforme, con il variare della temperatura, pertanto se si conosce la legge di variazione basta misurare la resistenza per conoscere la temperatura.

Un termometro del genere è formato da un rivelatore termometrico, da un dispositivo di collegamento e da un sistema di protezione esterna. Il rivelatore termometrico può essere costituito da un filo di platino, nei tipi più economici di bronzo fosforoso, avvolto su due lamine di mica o materiale similare disposte in croce, il tutto racchiuso in un ampolla di vetro. Il filo può anche essere avvolto su un bastoncino di quarzo ed introdotto in un tubicino dello stesso materiale.

Comunque tenga presente che in commercio si trovano degli ottimi termometri elettronici particolarmente utili per misure di temperatura nel campo dei macchinari industriali, applicazioni medicali, fotografia, impianti di refrigerazione ed altre numerose applicazioni.

La figura 16 si riferisce al termometro elettronico, della RFL Inc, *rappresentata in Italia dalla* ditta Vianello, modello 290A. *Come mostra la riproduzione della scala di figura 17 le letture possono essere fatte instantaneamente tanto in gradi centigradi quanto in gradi Fahrenheit, da −60 °C a 130 °C (cioè da −76 °F a 266 °F) con una precisione maggiore di ± 1,5 °C. Tre probi differenti consentono di controllare materiali diversi, liquidi compresi.*

CERCO - OFFRO - CAMBIO

● **OFFRO** Strumenti MEGA:. Oscilloscopio mod. 220. Generatore di segnali TV mod. 222. Voltmetro elettronico mod. 115. Sonde dei vari strumenti. Il tutto per 200.000 lire.

Roberto Lato - Via G. Portararo 12 - 74016 Massafra.

● **OFFRO** Organo elettronico Intercontinental M70 - 2 tastiere. Effetti: pianoforte - violini - leslie elettronico - amplificatore 50 W incorporato. Acquistato a luglio 76 e pagato L. 1.600.000 cedo a L. 1.200.000 trattabili.

Telefonare allo 0362 - 505.302 nelle ore serali.

● **OFFRO** 22 integrati nuovi 1° scelta assortiti a sole lire 7.800 spese di spedizione comprese. Vendo sintonizzatore FM-MW-LW da tarare MW-LW a sole 28.000 mobile compreso; Vendo autoradio - La voce del Padrone - LW-MW-SW a valvole funzionante mancante solo della valvola X79 pezzo per amatore a sole L. 25.000

Adalberto De Gregori - Via Fusaro 54 - 80070 Baia.

● **OFFRO** Pianoforte professionale elettronico - 61 tasti - polifonico - effetti di: piano, Harpsichord - Spinet - Sustain. Il tutto è compreso di mobile e tastiera. Separatamente vendo anche parti staccate. Disponibile anche in scatola di montaggio a prezzo convenientissimo. Caratteristiche tecniche gratis a richiesta. Unire francobollo per la risposta.

P. Scocco - Via Stoppani 2 - 62012 Civitanova Marche.

● **OFFRO** scopo immediato realizzo - complesso stereo Hi-Fi comprendente: Piastra registrazione stereo con circuito DNL Philips Mod. 2515. Amplificatore stereo Hi-Fi con filtri fisiologici, Scratch e rumble, Philips mod. AM 561 potenza 30 W. 2 Casse acustiche 3 vie 3 altoparlanti 12 dB per ottava 40 W. Philips mod. RM 456. Tutti gli apparecchi sono perfettamente funzionanti, in ottimo stato di conservazione e con garanzia.

Adriano Bettega - Via Scarena 41 - 38050 Imer.

● **OFFRO** per motivi familiari linea Heathkit nuova, montata e collaudata, completa a L. 2.800.000; i singoli elementi al seguente prezzo: Ricetrans SB104 digital 10/80 m, nessun accordo da fare L. 1.480.000 (con Noise Blanker); Alimentatore più altoparlante L. 170.000; Lineare SB230, 1200 W, raffreddato a conduzione L. 580.000; VFO SB644 a L. 170.000; Monitorscope SB614 (in ricezione e trasmissione) L. 270.000; Consolle SB 634 (wattmetro-SWR-Orologio 24 ore-contaminuti-phone patch) L. 330.000.

Francesco Bergamo - P.zza S. Cuore 23 - 65100 Pescara Tel. 085-23.217.

● **OFFRO** Calcolatore 4 operazioni risultato 12 cifre a L. 20.000. Enciclopedia geografica 4 volumi L. 40.000. Allarme S. R. E. L. 8.000 da sistemare. Amplificatore Europhon 10 + 10 W a L. 40.000.

Massimo Moretto - Via Principe Amedeo 12 - 10123 Torino

● **OFFRO** Oscilloscopio CHINAGLIA mod. P73 seminuovo con istruzioni 8 MHz - 3 dB impedenza d'ingresso 1 MΩ 45 pF a L. 140.000 trattabili. Voltmetro elettronico a valvola seminuovo CHINAGLIA mod. VTVM 2002 cc.aa 1,5 ÷ 1500 V. - 7 portate dB —20 a 65 Ohmmetro da 0,2 Ω a 1.000 MΩ. Precisione 2,5% ampia scala con istruzioni L. 50.000 trattabili.

Antonio Gavotto - Via XXX luglio 5 - 12029 S. Damiano M.

● **OFFRO** Baracchino fuori uso ma riparabile. Lafayette Comstat 25 B a L. 30.000. Antenna in buono stato direttiva a 3 elementi senza rotore L. 20.000. Microfono preamplificato della Gold Line nuovo L. 15.000. Il tutto per L. 50.000.

Franco Strano - Via Nicolò Tommaseo 187 - 95014 Giarre.

● **OFFRO** registratore stereo Hi-Fi AKAI M-10 3 testine - 3 motori 3 velocità auto reverse - amplificatore incluso 30 + 30 W usato solo 6 mesi vendo per sole 350.000 lire; Offro per sole 80.000 lire o cambio con sintonizzatore FM stereo registratore SHARP a bobine 3 velocità Hi-Fi.

Adalberto De Gregori - Via Fusaro 54 - 80070 Baia.

● **OFFRO** Al miglior offerente francobolli nuovi/illinguellati - Italia dell'anno 1964-65-66-67-68-69-70 - SAN MARINO dell'anno 1965-66-67 - Vaticano dell'anno 1966-67.

Luigi Zippo - Via Marchese di Montrone 103 - 70122 Bari.

● **CAMBIO** Tester digitale Danameter modello 2000 nuovo, usato solo un mese, con Oscilloscopio possibilmente doppia traccia anche vecchio modello o vendo per 120.000.

Adalberto De Gregori - Via Fusaro 54 - 80070 Baia.

● **CAMBIO** con RTX portatile per i 144 MHz, non autocostruito, trasmettitore 3 moduli, alimentatore, modulatore e trasmettitore appartenuto a I1CW. Solo da revisionare.

I3XOB Franco Balzarini - Via Marconi 2 - 31025 S. Lucia di Piave. Tel. 0438 - 20.155 (dalle 12 alle 12,30 e dalle 22,30 alle 24).

● **CAMBIO** vasca di pesci tropicali ornamentale con oscilloscopio usato di qualsiasi marca.

Stella Bruno - Via Pacini 66 - 20131 Milano - Tel. 02-297988.

Diffusori G.B.C.

Potenza nominale: 40 W
Frequenza: 20 20.000 Hz
Impedenza: 4Ω
Altoparlanti impiegati:
2 woofer - 1 tweeter
Dimensioni: 565x300x285
AD/1310-00

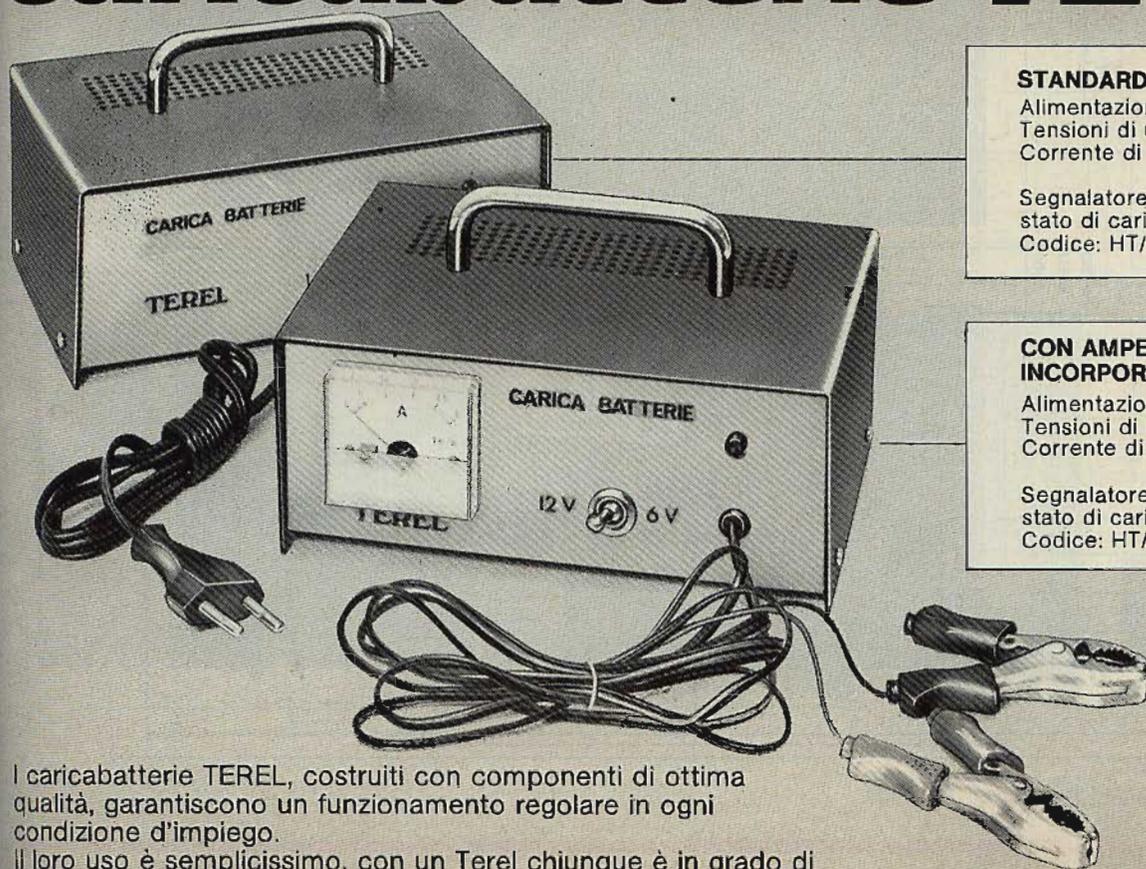
Potenza nominale: 7 W
Frequenza: 50 13.000 Hz
Impedenza: 8Ω
Dimensioni: 400x280x230
AD/0950-00

10W

Potenza nominale: 10 W
Frequenza: 30 15.000 Hz
Impedenza: 8Ω
Altoparlanti impiegati:
1 woofer - 1 tweeter
Dimensioni: 498x278x152
AD/1070-00

15W

Potenza nominale: 15 W
Frequenza: 30 15.000 Hz
Impedenza: 4Ω
Altoparlanti impiegati:
1 woofer - 1 tweeter
Dimensioni: 282x500x195
AD/0680-00

caricabatterie TEREL

STANDARD
Alimentazione: 220 V c.a.
Tensioni di uscita: 6-12 V c.a.
Corrente di uscita: 1,5 A a 6 V
3 A a 12 V
Segnalatore luminoso dello stato di carica della batteria.
Codice: HT/4315-00

CON AMPEROMETRO INCORPORATO
Alimentazione: 220 V c.a.
Tensioni di uscita: 6-12 V c.c.
Corrente di uscita: 1,5 A a 6 V
3 A a 12 V
Segnalatore luminoso dello stato di carica della batteria.
Codice: HT/ 4315-10

I caricabatterie TEREL, costruiti con componenti di ottima qualità, garantiscono un funzionamento regolare in ogni condizione d'impiego.
Il loro uso è semplicissimo, con un Terel chiunque è in grado di mantenere la sua batteria in perfetta efficienza.

In vendita presso tutte le sedi GBC

Televisore Sinudine mod. TV 1701 - TV 1705.

Televisore Sinudine mod. TV 1702 - TV 1703.

Televisore CGE telaio TB 314 B.

T. De Carolis

via Torre Alessandrina, 1
00054 FIUMICINO (Roma)

AGENZIA DI ROMA: via Etruria, 79
TEL. 06/774106 - dalle ore 15,30 alle 19,30

Orologio digitale MA 1001 B

☐ Visualizzazione ore minuti secondi ☐ comando sveglia ☐ possibilità di ripetere l'allarme ogni 10 minuti ☐ display 05" ☐ indicazione mancanza alimentazione ☐ indicazione predisposizione allarme ☐ controllo luminosità ☐ possibilità preselezione tempi uscita comando radio televisione apparecchiature elettriche varie ecc. ☐ Alimentazione 220 Vc.a. oppure 12 Vc.c. con batteria in tampone.
Modulo premontato + trasformatore + modulo premontato per batteria in tampone + istruzioni **L. 18.000**

Apparecchiature per impianti di allarme
Segnalatore automatico di allarme telefonico

Trasmette fino a 10 messaggi telefonici (polizia - carabinieri - vigili del fuoco ecc). Aziona direttamente sirene elettroniche e tramite un relè ausiliario sirene elettromeccaniche di qualsiasi tipo. Può alimentare, più rivelatori a microonde ad ultrasuoni rivelatori di incendio di gas e di fumo, direttamente collegati.

☐ 3 temporizzazioni ☐ rivelatori normalmente aperti o chiusi

☐ teleinserzione per comando a distanza

☐ alimentatore stabilizzato 12 V.

☐ nastri magnetici Philips CC3-CC9-TDK EC6 o musicassette

☐ approvazione ministeriale Sett. 1972.

Completo di nastro Philips CC3 senza batteria **L. 140.000**

Scheda completa per la realizzazione di centrali di allarme ALCE-X2

☐ Alimentatore incorporato stabilizzato variabile 11 V.a 14,5 V. 1 A ☐ 3 temporizzatori regolabili (Uscita-Entrata-Durata allarme) ☐ Contatti normalmente aperti e chiusi istantanei ☐ Contatti normalmente aperti e chiusi temporizzati ☐ teleinseritore per comando a distanza ☐ visualizzatori Led per temporizzatori e carica batteria ☐ 2 contatti uscita relè 10 A per sirene a 12 V e 220 V ☐ Generatore incorporato per sirene elettroniche da 30 W ad effetto speciale (brevettato) che imita il passaggio delle pattuglie mobili della polizia.

senza batterie **L. 37.000**

Sirena elettronica Autoalimentata 30 W (vedi sopra). **L. 15.000**

Contatti magnetici da incasso e per esterno **L. 1.600**

TUTTI I TRASFORMATORI SONO CALCOLATI PER USO CONTINUO - SONO IMPREGNATI DI SPECIALE VERNICE ISOLANTE FUNGHICIDA - SONO COMPLETI DI CALOTTE LATERALI ANTIFLUSSODISPERSO

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE

SERIE EXPORT

20 W 220 V 0-6-9-12-24 V	L. 3.900
30 W 220 V 0-6-9-12-24 V	L. 4.800
40 W 220 V 0-6-9-12-24 V	L. 5.700
50 W 220 V 0-6-12-24-36 V	L. 6.400
70 W 220 V 0-6-12-24-36-41 V	L. 7.000
90 W 220 V 0-6-12-24-36-41 V	L. 7.700
110 W 220 V 0-6-12-24-36-41 V	L. 8.300
130 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 9.600
160 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 10.700
200 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 11.800
250 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50 V	L. 14.300
300 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50-60 V	L. 17.600
400 W 220 V 0-6-12-24-36-41-50-60 V	L. 21.500

SERIE GOLD

Primario 220 V, Secondario con o senza zero centrale 6-0-6; 0-6; 12-0-12; 0-12; 15-0-15; 0-15; 18-0-18; 0-18; 20-0-20; 0-20; 24-0-24; 0-24; 25-0-25; 0-25; 28-0-28; 0-28; 30-0-30; 0-30; 32-0-32; 0-32; 35-0-35; 0-35; 38-0-38; 0-38; 40-0-40; 0-40; 45-0-45; 0-45; 50-0-50; 0-50; 55-0-55; 0-55; 60-0-60; 0-60; 70-0-70; 0-70; 80-0-80; 0-80.

0-12-15; 0-15-18; 0-18-20; 0-20-25; 0-25-30; 0-30-35; 0-35-40; 0-40-45; 0-45-50; 0-50-55; 0-55-60.

20 W	L. 3.600	130 W	L. 8.800
30 W	L. 4.400	160 W	L. 9.800
40 W	L. 5.200	200 W	L. 10.800
50 W	L. 5.800	250 W	L. 13.000
70 W	L. 6.400	300 W	L. 16.000
90 W	L. 7.000	400 W	L. 19.600
110 W	L. 7.600		

SERIE MEC

Primario 220 V - Secondario:
0-12-15-20-24-30; 0-19-25-33-40-50; 0-24-30-40-48-60

50 W	L. 6.400	160 W	L. 10.700
70 W	L. 7.000	200 W	L. 11.800
90 W	L. 7.700	250 W	L. 14.300
110 W	L. 8.300	300 W	L. 17.600
130 W	L. 9.600	400 W	L. 21.500

CONDENSATORI ELETTROLITICI

4000 μF 50 V	L. 900	2000 μF 100 V	L. 1.100
3300 μF 25 V	L. 600	1000 μF 100 V	L. 700
3000 μF 50 V	L. 650	1000 μF 50 V	L. 450
3000 μF 16 V	L. 350	1000 μF 25 V	L. 300
2500 μF 35 V	L. 550	1000 μF 16 V	L. 180
2000 μF 50 V	L. 550	500 μF 50 V	L. 290

SCR		TRIAC	
200 V 3 A	L. 550	400 V 3 A	L. 1.000
400 V 3 A	L. 700	400 V 6,5 A	L. 1.200
400 V 10 A	L. 1.400	500 V 4,5 A	L. 1.200

AMPEROMETRI ELETTROMAGNETICI

5 A / 10 A / 20 A / 30 A - 54 x 50 mm **L. 3.000**

VOLTOMETRI ELETTROMAGNETICI

15 A / 20 A / 30 V / 50 V - 54 x 50 mm **L. 3.200**

Cordoni alimentazione	L. 250
Portafusibile miniatura	L. 350
Pinze isolate per batterie rosso nero 40 A L. 400; 60 A L. 500; 120 A L. 600	
Interruttori levetta 250 V - 3 A	L. 300
Morsetto isolato 15 A rosso nero	L. 550

PONTI RADDRIZZATORI

B40C2200	L. 750	1N4004	L. 100
B60C1600	L. 400	1N4007	L. 120
B120C4000	L. 1.100	Diodi LED rossi	L. 180
21PT20 (220 V 20 A)	L. 300	LED verdi-gialli	L. 400

Spedizioni ovunque - Pagamento in contrassegno
Spese Postali a carico dell'acquirente
Si prega di inoltrare tutta la corrispondenza presso l'agenzia di Roma - Via Etruria, 79

Cassette BASF, migliori su tutti i registratori. Non lo diciamo noi. Lo dice il vostro orecchio.

Cassette BASF: un autentico evento musicale. Perché le cassette BASF vi danno decisamente di più in fatto di dinamica. E su ogni recorder. È il risultato della costante ricerca scientifica condotta dalla BASF. Cassette di classe con caratteristiche che vanno dalla ben nota qualità LH al prodotto HI-FI ferrochrom. E tutte di assoluta perfezione meccanica: la loro meccanica speciale (SM) assicura un perfetto scorrimento del nastro. Cassette BASF per ogni esigenza - e per i più esigenti.

S.A.S.E.A. S.p.A.
20161 Milano
Via Vincenzo da Seregno, 44

La spirale BASF della qualità

Linea CHINAGLIA